

PTO/Rec'd 25 JUL 2001
From the INTERNATIONAL BUREAU**PCT****NOTIFICATION REGARDING THE
CONFIRMATION OF PRECAUTIONARY
DESIGNATIONS**

(PCT Rule 24.2(a), last sentence)

To:

SUZUYE, Takehiko
 Suzuye & Suzuye
 7-2, Kasumigaseki 3-chome
 Chiyoda-ku
 Tokyo 100-0013
 JAPON

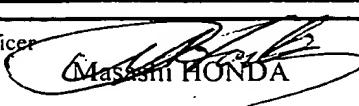
Date of mailing (day/month/year) 07 March 2001 (07.03.01)	
Applicant's or agent's file reference 00S1346P	
International application No. PCT/JP00/09139	International filing date (day/month/year) 22 December 2000 (22.12.00)
Priority date (day/month/year) 24 December 1999 (24.12.99)	
Applicant ANRITSU CORPORATION	

1. The applicant is hereby notified that, pursuant to the confirmation of precautionary designations, the following designated Offices will also be notified of the receipt of the record copy by the International Bureau:

List of designated Offices :
European: GB

Name(s) of applicant(s) for
the designated States concerned : ANRITSU CORPORATION

2. This notification complements the Notification of Receipt of Record Copy (Form PCT/IB/301).
3. The applicant is reminded that:
- (i) the data appearing above, and especially the (list of) designation(s) should be carefully checked;
 - (ii) the time limits for entering the national phase in the designated Offices must be monitored by the applicant (see the Annex to Form PCT/IB/301).
4. A copy of this notification is being sent to the receiving Office.

The International Bureau of WIPO 34, chemin des Colombettes 1211 Geneva 20, Switzerland	Authorized officer  Masashi HONDA
Facsimile No. (41-22) 740.14.35	Telephone No. (41-22) 338.83.38

E P : U S

P C T

許協力条約

国際調査報告

(法8条、法施行規則第40、41条)
[P C T 18条、P C T規則43、44]

出願人又は代理人 の書類記号 00S1346P	今後の手続きについては、国際調査報告の送付通知様式(P C T / I S A / 2 2 0)及び下記5を参照すること。	
国際出願番号 P C T / J P 0 0 / 0 9 1 3 9	国際出願日 (日.月.年) 22.12.00	優先日 (日.月.年) 24.12.99
出願人(氏名又は名称) アンリツ株式会社		

国際調査機関が作成したこの国際調査報告を法施行規則第41条(P C T 18条)の規定に従い出願人に送付する。
この写しは国際事務局にも送付される。

この国際調査報告は、全部で 2 ページである。 この調査報告に引用された先行技術文献の写しも添付されている。

1. 国際調査報告の基礎

- a. 言語は、下記に示す場合を除くほか、この国際出願がされたものに基づき国際調査を行った。
 - この国際調査機関に提出された国際出願の翻訳文に基づき国際調査を行った。
- b. この国際出願は、ヌクレオチド又はアミノ酸配列を含んでおり、次の配列表に基づき国際調査を行った。
 - この国際出願に含まれる書面による配列表
 - この国際出願と共に提出されたフレキシブルディスクによる配列表
 - 出願後に、この国際調査機関に提出された書面による配列表
 - 出願後に、この国際調査機関に提出されたフレキシブルディスクによる配列表
 - 出願後に提出した書面による配列表が出願時における国際出願の開示の範囲を超える事項を含まない旨の陳述書の提出があった。
 - 書面による配列表に記載した配列とフレキシブルディスクによる配列表に記録した配列が同一である旨の陳述書の提出があった。

2. 請求の範囲の一部の調査ができない(第I欄参照)。3. 発明の単一性が欠如している(第II欄参照)。4. 発明の名称は 出願人が提出したものと承認する。 次に示すように国際調査機関が作成した。5. 要約は 出願人が提出したものと承認する。 第III欄に示されているように、法施行規則第47条(P C T 規則38.2(b))の規定により国際調査機関が作成した。出願人は、この国際調査報告の発送の日から1カ月以内にこの国際調査機関に意見を提出することができる。

6. 要約書とともに公表される図は、

第 5 図とする。 出願人が示したとおりである。 なし 出願人は図を示さなかった。 本図は発明の特徴を一層よく表している。

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int. C 1' H03K3/84, H04L25/02, G01R31/00, G01R25/00, G01R29/26

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））

Int. C 1' H03K3/84, H04L25/02, G01R31/00, G01R25/00, G01R29/26

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 (Y 1, Y 2) 1926-2000

日本国公開実用新案 (U) 1971-2000

日本登録実用新案公報 (U) 1994-2000

日本国実用新案公報 (Y 2) 1996-2000

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP, 62-233953, A(株式会社アドバンテスト), 14. 10月. 1987 (14. 10. 87), 全文, 全図(ファミリーなし)	1-21
A	JP, 8-220163, A(アンリツ株式会社), 30. 8月. 1996(30. 08. 96) 全文, 全図(ファミリーなし)	1-21

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願目前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

05. 04. 01

国際調査報告の発送日

17.04.01

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

江嶋 清仁

印

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

1/5

特許協力条約に基づく国際出願願書

原本(出願用) - 印刷日時 2000年12月21日 (21.12.2000) 木曜日 16時26分51秒

00S1346P

0-1	受理官庁記入欄 国際出願番号.	
0-2	国際出願日	22.12.00
0-3	(受付印)	受領印
0-4	様式-PCT/R0/101 この特許協力条約に基づく国 際出願願書は、 右記によって作成された。	PCT-EASY Version 2.91 (updated 10.10.2000)
0-5	申立て 出願人は、この国際出願が特許 協力条約に従って処理されるこ とを請求する。	
0-6	出願人によって指定された受 理官庁	日本国特許庁 (R0/JP)
0-7	出願人又は代理人の書類記号	00S1346P
I	発明の名称	ワンド発生装置およびそれを用いるデジタル回線 試験装置ならびに位相雑音伝達特性解析装置
II	出願人 この欄に記載した者は 右の指定国についての出願人で ある。 名称 Name あて名: Address:	出願人である (applicant only) 米国を除くすべての指定国 (all designated States except US) アンリツ株式会社 ANRITSU CORPORATION 106-8570 日本国 東京都 港区 南麻布五丁目10番27号 10-27, Minamiazabu 5-chome, Minato-ku, Tokyo 106-8570 Japan
II-6	国籍 (国名)	日本国 JP
II-7	住所 (国名)	日本国 JP
II-8	電話番号	046-296-6521
II-9	ファクシミリ番号	046-223-1234

特許協力条約に基づく国際出願願書

原本(出願用) - 印刷日時 2000年12月21日 (21.12.2000) 木曜日 16時26分51秒

0051346P

III-1 III-1-1	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor) 米国のみ (US only)
III-1-2	右の指定国についての出願人で ある。	内野 政治 UCHINO, Masaharu 243-0303 日本国 神奈川県 愛甲郡愛川町 中津3744 3744, Nakatsu, Aikawa-machi, Aikou-gun, Kanagawa 243-0303 Japan
III-1-4ja III-1-4en III-1-5ja	氏名(姓名) Name (LAST, First) あて名:	
III-1-5en	Address:	
III-1-6 III-1-7	国籍(国名) 住所(国名)	日本国 JP 日本国 JP
III-2 III-2-1	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor) 米国のみ (US only)
III-2-2	右の指定国についての出願人で ある。	石部 和彦 ISHIBE, Kazuhiko 253-0104 日本国 神奈川県 高座郡寒川町 大蔵942-4 942-4, Ohzou, Samukawa-machi, Kouza-gun, Kanagawa 253-0104 Japan
III-2-4ja III-2-4en III-2-5ja	氏名(姓名) Name (LAST, First) あて名:	
III-2-5en	Address:	
III-2-6 III-2-7	国籍(国名) 住所(国名)	日本国 JP 日本国 JP
III-3 III-3-1	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor) 米国のみ (US only)
III-3-2	右の指定国についての出願人で ある。	青木 隆 AOKI, Takashi 243-0004 日本国 神奈川県 厚木市 水引2丁目7番12号 7-12, Mizuhiki 2-chome, Atsugi-shi, Kanagawa 243-0004 Japan
III-3-4ja III-3-4en III-3-5ja	氏名(姓名) Name (LAST, First) あて名:	
III-3-5en	Address:	
III-3-6 III-3-7	国籍(国名) 住所(国名)	日本国 JP 日本国 JP

特許協力条約に基づく国際出願願書

原本(出願用) - 印刷日時 2000年12月21日 (21.12.2000) 木曜日 16時26分51秒

00S1346P

III-4	その他の出願人又は発明者	
III-4-1	この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor)
III-4-2	右の指定国についての出願人である。	米国のみ (US only)
III-4-4ja	氏名(姓名)	望月 健
III-4-4en	Name (LAST, First)	MOCHIZUKI, Ken
III-4-5ja	あて名:	243-0032 日本国 神奈川県 厚木市 恩名 1544-1 アンリツ沖原寮
III-4-5en	Address:	Anritsu-Okihararyo, 1544-1, Onna, Atsugi-shi, Kanagawa 243-0032 Japan
III-4-6	国籍(国名)	日本国 JP
III-4-7	住所(国名)	日本国 JP
IV-1	代理人又は共通の代表者、通知のあて名 下記の者は国際機関において右記のごとく出願人のために行動する。	代理人 (agent)
IV-1-1ja	氏名(姓名)	鈴江 武彦
IV-1-1en	Name (LAST, First)	SUZUYE, Takehiko
IV-1-2ja	あて名:	100-0013 日本国 東京都 千代田区 霞が関 3 丁目 7 番 2 号
IV-1-2en	Address:	鈴江内外國 特許法律事務所内 c/o SUZUYE & SUZUYE, 7-2, Kasumigaseki 3-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-0013 Japan
IV-1-3	電話番号	03-3502-3181
IV-1-4	ファクシミリ番号	03-3501-5663
IV-2	その他の代理人	筆頭代理人と同じあて名を有する代理人 (additional agent(s) with same address as first named agent)
IV-2-1ja	氏名	村松 貞男; 橋本 良郎; 河野 哲; 中村 誠
IV-2-1en	Name(s)	MURAMATSU, Sadao; HASHIMOTO, Yoshiro; KOHNO, Akira; NAKAMURA, Makoto
V-1	国の指定 広域特許 (他の種類の保護又は取扱いを求める場合には括弧内に記載する。)	EP: DE, GB ④ 追加あり 01/20
V-2	国内特許 (他の種類の保護又は取扱いを求める場合には括弧内に記載する。)	US

特許協力条約に基づく国際出願願書

原本(出願用) - 印刷日時 2000年12月21日 (21.12.2000) 木曜日 16時26分51秒

00s1346P

V-5	指定の確認の宣言 出願人は、上記の指定に加えて、規則4.9(b)の規定に基づき、特許協力条約のもとで認められる他の全ての国の指定を行う。ただし、V-6欄に示した国の指定を除く。出願人は、これらの追加される指定が確認を条件としていること、並びに優先日から15月が経過する前にその確認がなされない指定は、この期間の経過時に、出願人によって取り下げられたものとみなされることを宣言する。	
V-6	指定の確認から除かれる国	なし (NONE)
VI-1	先の国内出願に基づく優先権主張 VI-1-1 先の出願日 VI-1-2 先の出願番号 VI-1-3 国名	1999年12月24日 (24.12.1999) 平成11年特許願第367209号 日本国 JP
VI-2	先の国内出願に基づく優先権主張 VI-2-1 先の出願日 VI-2-2 先の出願番号 VI-2-3 国名	2000年01月14日 (14.01.2000) 特願2000-006642 日本国 JP
VI-3	先の国内出願に基づく優先権主張 VI-3-1 先の出願日 VI-3-2 先の出願番号 VI-3-3 国名	2000年06月14日 (14.06.2000) 特願2000-178183 日本国 JP
VI-4	先の国内出願に基づく優先権主張 VI-4-1 先の出願日 VI-4-2 先の出願番号 VI-4-3 国名	2000年11月02日 (02.11.2000) 特願2000-336447 日本国 JP
VI-5	優先権 証明書送付の請求 上記の先の出願のうち、右記の番号のものについては、出願書類の認証原本を作成し国際事務局へ送付することを、受理官庁に対して請求している。	VI-1, VI-2, VI-3, VI-4
VII-1	特定された国際調査機関 (ISA)	日本国特許庁 (ISA/JP)
VIII	照合欄	用紙の枚数
VIII-1	願書	5
VIII-2	明細書	111
VIII-3	請求の範囲	11
VIII-4	要約	1
VIII-5	図面	35
VIII-7	合計	163
VIII-8	添付書類	添付
VIII-9	手数料計算用紙	✓
VIII-10	別個の記名押印された委任状	✓
VIII-16	PCT-EASYディスク	-
VIII-17	その他	納付する手数料に相当する特許印紙を貼付した書面

特許協力条約に基づく国際出願願書

原本(出願用) - 印刷日時 2000年12月21日 (21.12.2000) 木曜日 16時26分51秒

00S1346P

VIII-18	要約書とともに提示する図の番号	5
VIII-19	国際出願の使用言語名:	日本語 (Japanese)
IX-1	提出者の記名押印	
IX-1-1	氏名(姓名)	鈴江 武彦
IX-2	提出者の記名押印	
IX-2-1	氏名(姓名)	村松 貞男
IX-3	提出者の記名押印	
IX-3-1	氏名(姓名)	橋本 良郎
IX-4	提出者の記名押印	
IX-4-1	氏名(姓名)	河野 哲
IX-5	提出者の記名押印	
IX-5-1	氏名(姓名)	中村 誠

受理官庁記入欄

10-1	国際出願として提出された書類の実際の受理の日	
10-2	図面: 受理された 不足図面がある	
10-2-1		
10-2-2		
10-3	国際出願として提出された書類を補完する書類又は図面であつてその後期間内に提出されたものの実際の受理の日(訂正日)	
10-4	特許協力条約第11条(2)に基づく必要な補完の期間内の受理の日	
10-5	出願人により特定された国際調査機関	ISA/JP
10-6	調査手数料未払いにつき、国際調査機関に調査用写しを送付していない	

国際事務局記入欄

11-1	記録原本の受理の日	
------	-----------	--

明細書

ワンダ発生装置およびそれを用いるディジタル
回線試験装置ならびに位相雑音伝達特性解析装置

技術分野

本発明はワンダ発生装置およびそれを用いるディジタル回線試験装置ならびに位相雑音伝達特性解析装置に係り、特に、ワンダを有するクロック信号を発生するワンダ発生装置およびそれを用いるディジタル回線試験装置ならびに位相雑音伝達特性解析装置に関する。

このうち、位相雑音伝達特性解析装置は、特に、クロック信号またはデジタル信号を伝送する機器等の位相雑音を有する信号に対する伝達特性を解析するための位相雑音伝達特性解析装置において、短い測定時間で解析対象の位相雑音伝達特性を正しく評価できようにするための技術を採用した位相雑音伝達特性解析装置に関する。

背景技術

周知のように、デジタル回線に伝送されるデジタル信号は、伝送路上の雑音等の影響を受けて位相が揺らぐ。

この位相の揺らぎのうち、一般に、その揺らぎの周波数が 10 Hz より高い成分をジッタ、10 Hz より低い成分をワ

ンダと呼ばれている。

このような位相揺らぎが大きくなると、回線がそのディジタル信号を正しく伝達できなくなり、符号の誤りが大きくなる。

したがって、ディジタル回線の評価を行う場合、ジッタやワンダについての測定が必要となる。

このうち、ワンダに関する一つの評価方法として、タイムデビエーション（以下 T D E V と記す）が知られている。

この T D E V の測定は、ワンダのあるディジタル信号のクロック信号成分と、基準のクロック信号との位相差 T I E (Time Interval Error) を、その初期位相差に対する変化量として順次求め、この T I E データをもとにして、次式の演算を行う。

$$T D E V (\tau) = \{ (1/6n^2) (1/m) \cdot \sum_{j=1}^m \Sigma^m$$

$$[\sum_{i=j}^{n+j-1} (x_i + 2x_n - 2x_{i-n} + x_i)]^2 \}^{1/2}$$

ただし、 $m = N - 3n + 1$ 、 x_i は T I E サンプルデータ、 N は全サンプル数、 τ は積分時間 (Integration Time) ($\tau = n \cdot \tau_0$)、 n はサンプリング数 ($n = 1, 2, \dots, N/3$)、 τ_0 はサンプリング周期、記号 $\sum_{j=1}^m \Sigma^m$ は

$j = 1 \sim m$ までの総和、記号 $\sum_{i=j}^{n+j-1}$ は $i = j \sim n + j - 1$ までの総和を示す。

T D E V (τ) は、最大積分時間の 12 倍の測定時間の全 T I E データをもとに求められる。

例えば、サンプリング周期 τ_0 が $1/80$ 秒 (12.5 ミリ秒) のときに、 $\tau = 1000$ 秒の T D E V (1000) を求める場合、 12000 秒 (80 サンプル/秒 $\times 1000$ 秒 $\times 12 = 960000$ サンプル) 分の測定データを使って上式を計算する。

この T D E V を用いてデジタル回線を評価する場合、一つには、位相揺らぎのないデジタル信号を試験対象の回線の一端に入力して他端側で T D E V の測定を行う方法が知られている。

また、他の一つには、ワンドアを有するクロック信号に同期したデジタル信号を試験対象の回線に入力するとともに、そのワンドアの大きさや周波数を変えながら、他端側でデジタル信号の誤り率を測定し、ワンドアの大きさや周波数に対する回線の耐力を調べる方法等が知られている。

後者の方針のように、ワンドアのあるデジタル信号を用いて試験対象の回線の評価を行うために、 10 Hz 以下の位相揺らぎをもつクロック信号を発生するワンドア発生装置が用いられる。

図 50 は、従来のワンドア発生装置 10 の構成を示すブロック図である。

このワンドア発生装置 10 では、変調信号発生器 11 から出力される 10 Hz より低い位相変調用の変調信号と、基準電圧発生器 12 から出力される基準電圧とを加算器 13 によっ

て加算している。

そして、このワンダ発生装置10では、その加算器13の出力をVCO(電圧制御発振器)14に入力することにより、基準電圧に対応した中心周波数を有し、前記変調信号によって位相変調されたクロック信号CKを発生している。

このワンダ発生装置10では、変調信号発生器11から出力される変調信号の周波数や振幅を可変することによって、クロック信号CKのワンダの周波数や大きさを可変することができる。

ところで、近年では、TDEVマスク(Mask)と呼ばれANSI(American National Standards Institute)等によって規定されたTDEV特性を満足するワンダを有するデジタル信号を用いてデジタル回線の評価を行う方法が提案されている。

このTDEVマスクには、図51Aに示すように、ある積分時間 τ_1 までは一定で、積分時間 τ_1 を超える範囲では $\tau^{1/2}$ に比例して増加する特性M1(ANSI T1.101-1994のSection 7.2.2や、105-03-1994のSection D.2.2.1等)がある。

また、このTDEVマスクには、図51Bに示すように、ある積分時間 τ_1 までは一定で、積分時間 τ_1 から τ_2 までの範囲では τ_1 に比例して増加し、積分時間 τ_2 を超える範囲では、 $\tau^{1/2}$ に比例して増加する特性M2(ANSI T

1. 101-1994 の Section 7. 3. 2 や、 105-03-1994 の Section D. 2. 1、 同 Section D. 2. 2. 2) 等がある。

しかしながら、前記したような従来のワンド発生装置 1.0 では、単一信号の位相変調しかできないので、上記のように積分時間範囲毎に変化するような TDEV 特性を満足するクロック信号を発生させることは困難である。

このため、この種の分野では、任意の TDEV マスク特性を満足する所望特性のワンドを有するクロック信号を発生できるワンド発生装置およびこのワンド発生装置を用いるデジタル回線試験装置の実現が望まれている。

ところで、前述したように、クロックおよびデータを伝送する伝送システムでは、伝送される信号の位相雑音（位相揺らぎ）が大きくなると、データを正しく再生することができなくなる。

このため、この種の伝送システムに使用される機器を製造したり、メンテナンスを行う場合、位相雑音をもつ信号に対する伝達特性を調べる必要がある。

なお、前述したように、この位相雑音のうち、その揺らぎの周波数が 10 Hz 以上の成分をジッタ、 10 Hz 以下の成分をワンドと呼ばれている。

しかるに、ここでは、ジッタとワンドの両者を含めて位相雑音と言うものとする。

また、ここで、位相雑音とは、周波数および振幅が一定である单一の正弦波信号等の周期関数信号ではなく、広帯域に

わたる周波数特性をもつ雑音信号であるとする。

位相雑音の特性は、一般に、

- (a) TDEV (Time Deviation)
- (b) TI ERMS (Root Mean Square Time Interval Error)
- (c) MADEV (Modified Allan Deviation)
- (d) ADEV (Allan Deviation)

等で表される。

近年では、これらの特性に対して規格化が進んでいる。

したがって、機器の位相雑音伝達特性の評価を行う場合には、これらの規格特性に準じた特性のジッタやワンドを有する試験信号を用いる必要がある。

すなわち、所定特性のジッタやワンドを有する試験信号をの解析対象機器に入力し、その出力の位相雑音特性を測定することによって得られた位相雑音特性が規格特性に対してどのように変化したかを調べる必要がある。

このような位相雑音伝達特性を解析するために、従来では、図52に示すような位相雑音伝達特性解析装置100が用いられている。

この位相雑音伝達特性解析装置100は、前記した規格化された特性を含む任意の位相雑音特性を指定するための特性指定手段111と、指定された位相雑音特性を有する試験信号を生成するために必要なパラメータを算出するパラメータ算出手段112と、算出されたパラメータに対応する位相雑

音特性を有する試験信号を生成して出力端子 100a から出力する試験信号生成手段 113 と、前記出力端子 100a から出力される試験信号を受けた解析対象機器 1 の出力信号を入力端子 100b を介して受け、その位相雑音特性を測定する位相雑音特性測定手段 114 と、前記特性指定手段 111 によって指定された位相雑音特性と、前記位相雑音特性測定手段 114 によって測定された位相雑音特性とを対比可能に表示する表示手段 115 とによって構成されている。

つぎに、この位相雑音伝達特性解析装置 100 を用いて、ワンダの TDEV についての伝達特性を解析する場合について説明する。

例えば、図 53 に示すように、積分時間 τ_1 と τ_2 を境界にして傾きが変化する TDEV の特性 R が特性指定手段 111 によって指定されると、パラメータ設定手段 12 によってこの特性 R に対応するパラメータが算出されて試験信号生成手段 113 に設定される。

そして、この試験信号生成手段 113 が、このパラメータによって決まる位相雑音特性の試験信号 S_t を生成して、出力端子 100a を介して解析対象機器 1 に出力する。

この試験信号 S_t を受けた解析対象機器 1 の出力信号 S_r が、入力端子 100b を介して位相雑音特性測定手段 114 に入力されることにより、その信号 S_r の TDEV の特性 M が測定される。

そして、特性指定手段 111 によって指定された特性 R と位相雑音特性測定手段 114 によって測定された特性 M とが、

図 5 4 に示すように、表示手段 1 1 5 に表示される。

したがって、この表示手段 1 1 5 に表示された 2 つの特性を対比することにより、解析対象機器 1 のワンドア伝達特性の評価を行うことができる。

しかしながら、この場合、実際には、解析対象機器 1 に入力される試験信号 S_t の位相雑音特性を、特性指定手段 1 1 1 によって指定した特性 R に、完全に、一致させることができない。

すなわち、図 5 3 に示しているように、位相雑音を評価するときに一般的に用いられる特性 R は、傾きが不連続に変化する折れ線で示される理論特性である。

しかるに、このような理論特性を実際の電子回路で実現することは極めて困難である。

このため、試験信号生成手段 1 1 1 から実際に出力される試験信号 S_t は、図 5 3 の R' のように特性 R の傾き変化部分が曲線で近似された特性になっている。

したがって、表示手段 1 5 に表示される特性を対比する場合には、この近似による特性の誤差をオペレータ自身が考慮して解析しなければならないので、正確な対比を行うことは極めて困難である。

これを解決するために、図 5 2 に破線で示しているように、予め出力端子 1 0 0 a と入力端子 1 0 0 b の間を直結して試験信号 S_t の位相雑音特性を位相雑音特性測定手段 1 1 4 によって測定しておく。

そして、この試験信号 S_t の位相雑音特性と特性指定手段

112で指定した特性との近似誤差を求めておき、解析対象機器1を測定したときに得られた位相雑音特性を近似誤差で補正することが考えられる。

しかしながら、このように試験信号の位相雑音特性を求めてから解析対象機器1の位相雑音特性を求める方法では、測定時間が2倍になってしまないので、特に、長い測定時間が必要なワンドについての伝達特性を解析する場合には、測定結果ができるまでの待ち時間が非常に長くなってしまう。

発明の開示

本発明の目的は、所望特性のワンドを有するクロック信号を容易に且つ精度良く発生させることができるワンド発生装置およびこのワンド発生装置を用いるディジタル回線試験装置を提供することにある。

本発明の別の目的は、例えば、所望特性のワンドを有するクロック信号を容易に且つ精度良く発生させることができるワンド発生装置を用いて、短い測定時間で、指定した特性に対して正しい評価ができる位相雑音伝達特性解析装置を提供することにある。

前記目的を達成するために、本発明によると、

(1) 所定のアルゴリズムにしたがって、複数ビットで構成される乱数の信号を一定速度で順次発生する乱数信号発生手段(25、121)と、

前記乱数信号発生手段が発生する乱数の信号列を受けてフ

ィルタリング処理を行うフィルタ部（28、125）と、
クロック信号を発生するクロック発生手段（30、31、
151）と、

前記クロック発生手段が発生するクロック信号の周波数を
前記フィルタ部から出力される信号によって変調する変調手
段（30、151）と、

前記変調手段によって周波数が変調されたクロック信号の
ワンダの特性が所望特性となるように、前記フィルタ部から
出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する信号
を前記フィルタ部に与える設定手段（23、26、130）
と、

を備えるワンダ発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(2) 前記乱数信号発生手段は、

複数の擬似ランダム信号発生器を有し、該複数の擬似ラン
ダム信号発生器がそれぞれ発生する擬似ランダム信号を合成
して、前記複数ビットで構成される乱数の信号を一定速度で
順次発生するように構成されていることを特徴とする（1）
記載のワンダ発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(3) 前記フィルタ部は、

入力信号列を順次シフトしながら記憶する複数の記憶素子
と、該複数の記憶素子に記憶された記憶値と複数の係数との
積和演算を行う演算手段とを含んでいることを特徴とする

(1) 記載のワンダ発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(4) 前記フィルタ部は、

前記乱数信号発生手段から出力された乱数の信号列を前記複数の記憶素子に記憶させて前記演算手段による積和演算を行い、前記乱数の信号列に対するフィルタリング処理を行うように構成されており、

前記設定手段は、

前記フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する信号として前記複数の係数を前記演算手段に設定することを特徴とすることを特徴とする（3）記載のワンド発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(5) 前記フィルタ部は、

前記乱数信号発生手段が発生する乱数の信号列を、レートがそれぞれ異なる複数の経路に振り分けるデータ振分手段（51、141）と、

前記データ振分手段によって振り分けられた経路毎の信号列に対して、各経路毎に予め設定された係数によって重み付けをする重み付け手段（54、143）と、

前記重み付け手段によって重み付けされた各経路の信号列を、前記複数の記憶素子と演算手段とからなる複数のサブバンド合成器によって合成し、その合成結果をフィルタリング処理結果として出力する合成手段（56、145）とを備えており、

前記設定手段は、前記フィルタ部から出力される信号列の

スペクトラムの各振幅値を設定する信号として前記複数の重み係数を前記フィルタ部の前記重み付け手段に設定することを特徴とすることを特徴とする（3）記載のワンド発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

（6）少なくとも装置の動作初期時に、前記フィルタ部に含まれる前記各記憶素子に対して、前記所望特性のワンドを有するクロック信号が出力されている定常時に前記各記憶素子に記憶される記憶値と同等の値を、前記定常時の信号入力経路と異なる経路で初期設定する初期設定手段（131）をさらに備えていることを特徴とする（4）または（5）記載のワンド発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

（7）前記変調手段によって周波数が変調されたクロック信号のワンドの特性を、前記設定手段から前記フィルタ部に設定された信号を含む情報に基づいて算出する特性算出手段（134'）と、

前記特性算出手段によって求められた特性を表示する特性表示手段（135）とをさらに備えていることを特徴とする（1）記載のワンド発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

（8）ワンドを有する試験信号を発生するワンド発生部（21、40）と、

前記ワンド発生部から試験対象のデジタル回線を経由した信号を評価するワンド測定部（41、43）とを備え、

前記ワンダ発生部が、前記（1）乃至（7）のいずれかに記載のワンダ発生装置を含み、該ワンダ発生装置から出力されたクロック信号に同期した試験信号を発生するように構成されていることを特徴とするディジタル回線試験装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

（9） 所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号を発生するためのワンダ発生装置であつて、

前記クロック信号の中心周波数を決めるデータを設定するための中心周波数情報設定手段（22）と、

前記所望のタイムデビエーション特性の特性情報を設定するための特性情報設定手段（23）と、

前記特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、前記所望のタイムデビエーション特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する揺らぎ信号列発生部（24）と、

前記中心周波数情報設定手段によって設定されたデータと、前記揺らぎ信号列発生部から出力される揺らぎ信号列とを加算する加算器（29）と、

前記加算器の出力に対応した周波数の信号を出力するダイレクトディジタルシンセサイザ（30）と、

前記ダイレクトディジタルシンセサイザの出力信号を波形整形してクロック信号を出力するクロック信号出力回路（31）とを備えていることを特徴とするワンダ発生装置が提供

される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(10) 前記揺らぎ信号列発生部は、

擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段(25)と、

前記特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、前記雑音発生手段から出力された白色雑音信号の電力スペクトル密度分布を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性に近似させるための伝達関数のインパルス応答を演算するインパルス応答演算手段(26)と、

前記インパルス応答演算手段の演算結果と前記雑音発生手段から出力される雜白色雑音信号との畳込み演算を行い、前記周波変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する畳込み演算手段(28)とを備えていることを特徴とする(9)記載のワンド発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(11) 前記インパルス応答演算手段は、

前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性と前記伝達関数との誤差分に対応する補正関数によって、インパルス応答を補正することを特徴とする(10)記載のワンド発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(12) 前記畳込み演算手段は、

前記インパルス応答の演算結果の絶対値が小さい方の積和演算を優先的に行うことの特徴とする(10)記載のワンド

発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(13) 前記インパルス応答演算手段は、

前記雑音発生手段から白色雑音信号が出力される毎に前記インパルス応答の演算を毎回行うように構成され、

前記畳込み演算手段は、

前記インパルス応答演算手段によって毎回算出される演算結果を用いて畳込み演算を行うことを特徴とする(10)記載のワンド発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(14) 前記揺らぎ信号列発生部は、

擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段(25)と、

前記雑音発生手段から出力された雑音信号を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を分割する複数の帯域にそれぞれ応じた信号経路に振り分け、前記各帯域に対応したレートで出力するデータ振分手段(51)と、前記データ振分手段によって振り分けられた各レート毎の雑音信号に対して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を複数に分割する前記各帯域毎のスペクトルの大きさ応じた重み付けを行う重み付け手段(54)と、前記重み付け手段によって重み付けされた各レートの雑音信号を合成して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する合成手段(56)とを備えていることを特徴とする(9)記載のワンド発生装置が提

供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(15) 前記雑音発生手段は、

それぞれ異なる初期位相でM系列の擬似ランダム符号を発生する複数(m)組の擬似ランダム信号発生手段を有し、

前記各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめてmビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されていることを特徴とする(10)または(14)記載のワンド発生装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(16) 規定のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号を発生するためのワンド発生装置(21)と、

前記ワンド発生装置から出力されたクロック信号に同期したデジタル信号を試験対象のデジタル回線に送出する送信部(40)と、

前記試験対象のデジタル回線から折り返されたデジタル信号を受信するとともに、該受信したデジタル信号のクロック信号を再生する受信部(41)と、

前記受信部が受信したデジタル信号の誤り測定を行う誤り測定部(42)と、

前記受信部によって再生されたクロック信号のタイムデビエーション特性を測定するタイムデビエーション測定部(43)と、

表示装置(47)と、

前記誤り測定部の測定結果を前記表示装置に表示するとともに、前記タイムデビエーション測定部で測定されたタイムデビエーション特性を前記規定のタイムデビエーション特性と対比できるように前記表示装置に表示する表示制御手段(46)と、

を備えるディジタル回線試験装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(17) 前記ワンド発生装置が、前記(9)乃至(15)のいずれかに記載のワンド発生装置であることを特徴とする
(16) 記載のディジタル回線試験装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(18) ディジタルの白色性の雑音信号を発生する白色雑音発生手段(121)と、

ディジタル信号を内部の複数の記憶素子に順次シフトしながら記憶し、該複数の記憶素子の記憶内容についての積和演算を行うディジタルフィルタを有し、前記白色雑音発生手段から出力された雑音信号を予め設定された特性係数に対応する周波数特性の雑音信号に変換して出力するフィルタ部(125)と、

前記フィルタ部に対して任意の特性係数を設定する特性係数設定手段(130)と、

前記フィルタ部から出力される雑音信号に予め設定された振幅係数を乗算する乗算器(132)と、

前記乗算器に任意の振幅係数を設定する振幅設定手段(133)と、

前記乗算器から出力された雑音信号によって位相変調されたクロック信号を出力する周波数シンセサイザ（51）と、前記フィルタ部から前記特性係数に対応した周波数特性の雑音信号が出力されている状態における前記ディジタルフィルタの各記憶素子の記憶内容と同等の雑音信号列を、少なくとも装置の動作初期時に前記ディジタルフィルタの各記憶素子に初期設定する初期設定手段（131）と、

を備えるディジタル回線試験装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

（19） ディジタルの白色性の雑音信号を発生する白色雑音発生手段（121）と、

ディジタル信号を内部の複数の記憶素子に順次シフトしながら記憶し、該複数の記憶素子の記憶内容についての積和演算を行うディジタルフィルタを有し、前記白色雑音発生手段から出力された雑音信号を予め設定された特性係数に対する周波数特性の雑音信号に変換して出力するフィルタ部（125）と、

前記フィルタ部に対して任意の特性係数を設定する特性係数設定手段（130）と、

前記フィルタ部から出力される雑音信号に予め設定された振幅係数を乗算する乗算器（132）と、

前記乗算器に任意の振幅係数を設定する振幅設定手段（133）と、

前記乗算器から出力された雑音信号によって位相変調されたクロック信号を出力する周波数シンセサイザ（151）と、

前記特性係数設定手段から設定された特性係数および振幅設定手段から設定された振幅係数に基づいて、前記乗算器から出力される雑音信号または前記周波数シンセサイザから出力されるクロック信号の特性を求める特性算出手段（134、134'）と、

前記特性算出手段によって求められた特性を表示する特性表示手段（135）と、

を備えるデジタル回線試験装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(20) 任意の位相雑音特性を指定する特性指定手段と、前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を生成するために必要なパラメータを算出するパラメータ算出手段と、

前記パラメータ算出手段によって算出されたパラメータに基づいて位相雑音特性を有する試験信号を生成する試験信号生成手段と、

前記試験信号生成手段が生成した試験信号の位相雑音特性を測定する第1の位相雑音特性測定手段と、

前記試験信号生成手段が生成した試験信号を外部の解析対象に出力するための出力端子と、

前記試験信号を受けた解析対象から出力される信号を入力させるための入力端子と、

前記試験信号に対する前記第1の位相雑音特性測定手段の位相雑音特性の測定と並行して、前記入力端子から入力される信号の位相雑音特性を測定する第2の位相雑音特性測定手

段と、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記第1の位相雑音特性測定手段によって測定された位相雑音特性との差を近似誤差として求める近似誤差算出手段と、

前記第2の位相雑音特性測定手段によって測定された位相雑音特性を前記近似誤差算出手段によって算出された近似誤差で補正して、前記解析対象が前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を受けたと仮定したときに出力する信号の仮想位相雑音特性を算出する仮想特性算出手段とを備え、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記仮想特性算出手段によって算出された仮想位相雑音特性との差を把握できるようにしていることを特徴とする位相雑音伝達特性解析装置が提供される。

また、前記目的を達成するために、本発明によると、

(21) 任意の位相雑音特性を指定する特性指定手段と、前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を生成するために必要なパラメータを算出するパラメータ算出手段と、

前記パラメータ算出手段によって算出されたパラメータに基づいて位相雑音特性を有する試験信号を生成する試験信号生成手段と、

前記パラメータ算出手段によって算出されたパラメータに基づいて、前記試験信号生成手段が生成する試験信号の位相雑音特性を算出する位相雑音特性算出手段と、

前記試験信号生成が生成した試験信号を外部の解析対象に出力するための出力端子と、

前記試験信号を受けた解析対象から出力される信号を入力させるための入力端子と、

前記入力端子から入力される信号の位相雑音特性を測定する位相雑音特性測定手段と、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記位相雑音特性算出手段によって算出された位相雑音特性との差を近似誤差として求める近似誤差算出手段と、

前記位相雑音特性測定手段によって測定された位相雑音特性を前記近似誤差算出手段によって算出された近似誤差で補正して、前記解析対象が前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を受けたと仮定したときに出力する信号の仮想位相雑音特性を算出する仮想特性算出手段とを備え、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記仮想特性算出手段によって算出された仮想位相雑音特性との差を把握できるようにしていることを特徴とする位相雑音伝達特性解析装置が提供される。

図面の簡単な説明

図1は、本発明によるワンド発生装置およびそれを用いるディジタル回線試験装置の一実施の形態の全体構成を示すブロック図であり、

図2は、図1の要部の構成を示すブロック図であり、

図3は、本発明によるワンド発生装置の原理を説明するための電力スペクトル密度分布特性を示す図であり、

図4は、本発明によるワンド発生装置の原理を説明するための相対電力スペクトル密度分布特性を示す図であり、

図5は、図1の要部の構成を示すブロック図であり、

図6は、図1の要部の回路構成を示す図であり、

図7は、図1の要部の回路構成を示す図であり、

図8は、図1の要部の動作を説明するためのインパルス応答を示す図であり、

図9は、図1の要部の回路構成を示す図であり、

図10A, B, Cは、図1の要部の動作を説明するための図であり、

図11は、本発明によるワンド発生装置を用いるデジタル回線試験装置の測定結果を示す図であり、

図12は、図1の要部の動作を説明するための電力スペクトル密度分布と伝達関数と差を示す図であり、

図13は、図1の要部の動作を説明するための規定のTDEV特性と実際のTDEV特性の差を示す図であり、

図14は、図1の要部の動作を説明するための補正関数を示す図であり、

図15は、図1の要部の動作を説明するための電力スペクトル密度分布と補正後の伝達関数と差を示す図であり、

図16は、図1の要部の動作を説明するための規定のTDEV特性と補正後のTDEV特性の差を示す図であり、

図17は、図1の要部の回路構成として正逆可能な擬似ランダム発生回路を示す図であり、

図18A, Bは、図17の正逆可能な擬似ランダム発生回路の状態遷移を示す図であり、

図19A, Bは、図17の正逆可能な擬似ランダム発生回路の所定ビット目の出力の変化を示す図であり、

図20は、図17の正逆可能な擬似ランダム発生回路の正順と逆順の状態対応図であり、

図21は、図1の要部の回路構成として正逆可能な擬似ランダム発生回路の回路図であり、

図22は、本発明によるワンド発生装置の変形例の構成を示すブロック図であり、

図23は、図1の揺らぎ信号列発生部の変形例の構成を示すブロック図であり、

図24は、図23の要部の構成を示すブロック図であり、

図25A乃至Hは、図23の要部の動作を説明するためのタイミング図であり、

図26は、図23の要部の動作を説明するための図であり、

図27は、図23の要部の構成を示すブロック図であり、

図28は、図23の要部の動作を説明するための図であり、

図29は、図23の揺らぎ信号列発生部の動作を説明するための規定のTDEV特性と実際のTDEV特性の差を示す図であり、

図30は、図23の要部の他の構成を示すブロック図であり、

図31は、本発明による他の実施形態のワンド発生装置に含まれる雑音発生装置の構成を示すブロック図であり、

図32は、図31の要部の構成を示すブロック図であり、

図33は、図31の要部の構成を示すブロック図であり、

図34は、図31の動作を説明するためのブロック図であり、

図35は、図31の要部の変形例の構成を示すブロック図であり、

図36A乃至Fは、図35の変形例の動作を説明するためのタイミング図であり、

図37は、図35の変形例の動作を説明するための図であり、

図38は、図35の変形例の動作を説明するための図であり、

図39は、本発明によるワンド発生装置の全体構成を示すブロック図であり、

図40は、本発明による位相雑音伝達特性解析装置の一実施の形態の構成を示すブロック図であり、

図41は、図40の要部の構成を示すブロック図であり、

図42は、図40の要部の構成を示すブロック図であり、

図43は、図40の要部の動作を説明するための指定された特性の一例を示す特性図であり、

図44は、図40の要部の動作を説明するための試験信号の特性図であり、

図45は、図40の要部の動作を説明するための近似誤差

を示す図であり、

図46は、図40の要部の動作を説明するための解析対象機器の出力信号の特性図であり、

図47は、図40の要部の動作を説明するための近似誤差の補正によって得られた仮想特性図であり、

図48は、図40の要部の動作を説明するための特性の表示例を示す図であり、

図49は、本発明による位相雑音伝達特性解析装置の他の実施の形態を示すブロック図であり、

図50は、従来のワンド発生装置の構成を示すブロック図であり、

図51A, Bは、従来のワンド発生装置の動作を説明するための規定のTDEV特性例を示す図であり、

図52は、従来の位相雑音伝達特性解析装置の構成を示すブロック図であり、

図53は、従来の位相雑音伝達特性解析装置の動作を説明するための指定した特性と実際に出力される信号の特性を示す図であり、

図54は、従来の位相雑音伝達特性解析装置の動作を説明するための特性の表示例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、図面に基づいて本発明の実施形態を説明する。

図1は、本発明によるワンド発生装置21およびそれを用

いるデジタル回線試験装置 20 の一実施形態の全体構成を示している。

この実施形態によるデジタル回線試験装置 20 は、任意の T D E V マスク特性を満足するワンダを有するクロック信号 C K 1 を発生するワンダ発生装置 21 を有している。

このワンダ発生装置 21 の詳細については後述し、先にデジタル回線試験装置 20 の全体構成を説明する。

まず、ワンダ発生装置 21 から出力されたクロック信号 C K 1 は、送信部 40 に入力される。

この送信部 40 は、ワンダ発生装置 21 から出力されたクロック信号 C K 1 に同期した所定パターンのデジタル信号（例えば、擬似ランダム信号） S a を、出力端子 20 a を介して予め折り返しモードに設定された試験対象のデジタル回線 1 へ送出する。

なお、送信部 40 は、クロック信号 C K 1 に同期したデジタル信号以外に他のデジタル信号を多重化してデジタル回線 1 へ送出する場合もある。

受信部 41 は、デジタル回線 1 から折り返されてきたデジタル信号 S a' を入力端子 20 b を介して受信し、この受信したデジタル信号 S a' からクロック信号 C K 1' を再生する。

誤り測定部 42 は、受信部 41 が受信したデジタル信号 S a' の誤り測定を行うビット単位で行う。

また、T D E V 測定部 43 は、受信部 41 によって再生されたクロック信号 C K 1' のタイムデビエーションを測定す

る。

このTDEV測定部43は、図2に示すように、TIE検出部44とTDEV演算部45によって構成されている。

ここで、TIE検出部44では、受信したクロック信号CK1' と基準クロック発生器44aから出力される基準クロック信号CK2との両者の位相差を位相比較器44bによって検出する。

そして、この位相比較44bの出力から10Hz以下のワンダ成分が、低域通過フィルタ(LPF)44cによって抽出される。

このワンダ成分信号は、A/D変換器44dによって所定のサンプリング周期(例えば12.5mS)でサンプリングしてデジタル値に変換された後、TIEデータとしてTDEV演算部45に出力される。

TDEV演算部45は、TIE検出部44から出力されるTIEデータについて前記したTDEVの演算を行う。

図1に戻って、表示制御手段46は、誤り測定部42の測定結果Eを表示装置47に表示するとともに、TDEV測定部43の測定結果を、前記したワンダ発生装置21の規定のTDEV特性と対比可能とするために、表示装置47に表示する。

このように構成されているので、この実施形態によるデジタル回線試験装置20は、試験対象のデジタル回線1のワンダについての評価を容易に且つ効率的に行うことができる。

また、このデジタル回線試験装置20は、その出力端子20aと入力端子20bとを直結すれば、ワンド発生装置21が発生するクロック信号CK1のTDEV特性を測定することができる。

したがって、表示制御手段47は、この測定結果を規定のTDEVマスクと対比可能とするために、表示装置47に表示することもできる。

なお、このデジタル回線試験装置20では、上記したように、ワンド発生装置21から出力されたワンドのあるクロック信号に同期したデジタル信号が、送信部40を介して試験対象のデジタル回線1へ出力される。

そして、試験対象のデジタル回線1を経由したデジタル信号のクロック信号成分が、受信部41を介して再生される。

また、そのクロック信号のワンドのタイムデビエーション特性がTDEV測定部44によって求められている。

したがって、このデジタル回線試験装置20のワンド発生装置21および送信部40は、上述した(8)の発明によるワンド発生部に相当する。

また、受信部41およびTDEV測定部44は、上述した(8)の発明によるワンド測定部に相当している。

このワンド発生装置21の構成を説明する前に、まず、その概要を説明する。

このワンド発生装置21は、TDEV特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性に基づいて、このTD

EV特性のワンダを有するクロック信号を発生している。

すなわち、ワンダのTDEV(τ) (n_s) の特性と、そのワンダの時間変動の電力スペクトル密度分布 $S_x(f)$ (n_s^2 / Hz)との間には、次の関係が成立することが知られている。

$$S_x(f) = (0.75 / f) [TDEV(0.3 / f)]^2$$

例えば、前記図51Bに示したTDEVマスクM2のような特性では、積分時間が τ_1 まではTDEV(τ)が一定である。

したがって、この場合には、図3に示すように、周波数が $0.3 / \tau_1 = f_2$ を超える範囲の電力スペクトル密度分布 $S_x(f)$ は、 $1/f$ に比例して減少する。

そして、図51Bに示すように、積分時間が τ_1 から τ_2 までの範囲ではTDEV(τ)が τ に比例($1/f$ に比例)して増加する。

したがって、この場合には、図3に示すように、周波数が $0.3 / \tau_1 \sim 0.3 / \tau_2 (= f_2 \sim f_1)$ の範囲の電力スペクトル密度分布 $S_x(f)$ は、 $(1/f) \cdot (1/f)^2 = 1/f^3$ に比例して減少する。

また、図51Bに示すように、積分時間が τ_2 を超える範囲では、TDEV(τ)が $\tau^{1/2}$ に比例($1/f^{1/2}$ に比例)

して増加する。

したがって、この場合には、図3に示すように、周波数が f_1 より低い範囲では $S_x(f)$ は、 $(1/f) \cdot (1/f) = 1/f^2$ に比例して減少する。

一方、時間変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_x(f)$ と周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ との間には、

$$S_y(f) = \omega^2 \cdot S_x(f) = (2\pi f)^2 \cdot S_x(f)$$

の関係があることが知られている。

つまり、前記した時間変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_x(f)$ は、図4に示すように、周波数 f_1 までは一定で、周波数 $f_1 \sim f_2$ の範囲では -3dB/oct で減少し、周波数 f_2 を超える範囲では 3dB/oct で増加する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に対応している。

そこで、このワンド発生装置21では、周波数について一様分布する白色雑音に対してフィルタリング処理を行うことにより、図4に示すような電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生させた後、この揺らぎ信号列 $y(k)$ を後述するダイレクトディジタルシンセサイザ(DDS)30によって積分することによって、前記のTDEVマスク特性のクロック信号を得ている。

また、このワンド発生装置21では、前述のフィルタリン

グ処理をディジタルの白色雑音信号列に対して行うために、図4に示すような電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に近似する伝達関数のインパルス応答を求めた後、このインパルス応答の演算によって得られたタップ係数と白色雑音信号列との畠込み演算を行っている。

次に、ワンド発生装置21の具体的な構成について説明する。

このワンド発生装置21は、図5に示すように、中心周波数設定手段22、特性情報設定手段23、揺らぎ信号列発生部24、加算器29、DDS30、クロック信号出力回路31によって構成されている。

ここで、中心周波数設定手段22は、出力するクロック信号CK1の中心周波数（例えば、2MHz）、すなわち、DDS30の出力信号の中心周波数を決めるデータY0を設定するためのものである。

また、特性情報設定手段23は、出力したい所望のTDEVマスク特性に対応する電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の形状や折れ曲がり点の周波数情報等の特性情報を設定するためのものである。

また、揺らぎ信号列発生部24は、特性情報設定手段23によって設定された特性情報に基づいて、白色雑音に対するフィルタリング処理を行うことにより、所望のTDEVマスク特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を満足する揺らぎ信号列y(k)を発生する。

また、加算器29は、中心周波数設定手段22によって設

定されたデータ Y_0 と揺らぎ信号発生部 24 から出力される揺らぎ信号列 $y(k)$ とを加算し、その加算結果 $u(k)$ を DDS30 に出力する。

そして、DDS30 は、加算器 30a と、この加算器 30a の出力をクロック信号 CK3 に同期してラッチするラッチ回路 30b と、正弦波データが連続したアドレス領域に予め記憶されるとともに、前記ラッチ回路 30b の出力で指定されたアドレスのデータを読み出す波形メモリ 30c と、この波形メモリ 30c から読み出されたデータをアナログ信号に変換する D/A 変換器 30d とからなり、前記加算器 29 から出力される値に対応した周波数の階段波状の信号を出力する。

この DDS30 のクロック信号 CK3 は、前述のクロック信号 CK1 に比べてはるかに高速（例えば、50MHz 程度）である。

ここでは、加算器 29 から出力される値 $u(k)$ に等しい周波数の信号を出力できるように、波形メモリ 30a のアドレス数、クロック信号 CK3 の周波数が予め設定されているものとする。

この DDS30 の出力信号はクロック信号出力回路 31 に入力される。

このクロック信号出力回路 31 では、前記 DDS30 の出力信号を波形整形してクロック信号 CK1 を出力するために、 DDS30 から出力される階段波状の信号をデータ Y_0 に対応する帯域通過フィルタ (BPF) 31a によって正弦波に

変換してコンパレータ 31b に入力する。

このコンパレータ 31b は、前記低域通過フィルタ 31a から出力される正弦波信号としきい値 V_r とを比較することにより、正弦波信号がしきい値 V_r より小のときローレベル、正弦波信号がしきい値 V_r 以上のときハイレベルとなる 2 値化されたクロック信号 CK1 を出力する。

ここで、DDS30 およびクロック信号出力回路 31 は、後述するように、揺らぎ信号列発生部 24 の畳込み演算手段 28 から出力される揺らぎ信号列 $y(k)$ によって周波数が変調されたクロック信号を生成する。

したがって、DDS30 およびクロック信号出力回路 31 は、前述した（1）の発明のクロック発生手段に相当している。

また、DDS30 には、前述した（1）の発明の変調手段に相当する部分が含まれている。

一方、揺らぎ信号列発生部 24 は、白色雑音信号 $n(k)$ を発生する雑音発生手段 25 と、特性情報設定手段 23 によって設定された特性情報に基づいて、前記電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に近似する伝達関数のインパルス応答の時間毎のタップ係数を演算するインパルス応答演算手段 26 と、このインパルス応答演算手段 26 によって算出された各時間毎のタップ係数を記憶するメモリ 27 と、前記雑音発生手段 25 から出力される白色雑音信号 $n(k)$ とメモリ 27 に記憶された各時間毎のタップ係数とによる畳込み演算を行うことにより、前記相対電力スペクトル密度分布特性

S' を満足する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生する畳込み演算手段 28 とを備えている。

ここで、雑音発生手段 25 は、M 系列の擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号 $n(k)$ を生成するものであり、その構成例が図 6、図 7 に示されている。

図 6 に示される雑音発生手段 25 は、1 組の擬似ランダム信号発生回路を構成するために、複数 P 段直列のシフトレジスタ 25a と、このシフトレジスタ 25a の所定段 (P によって決まる) の出力同士の排他的論理和をとる EXOR 回路 25b とを有している。

そして、この雑音発生手段 25 は、シフトレジスタ 25a に全ビット 0 でない初期値をセットして、クロック信号 CK4 を受ける毎に各段の 1 ビットデータをシフトさせるように構成されており、P 段のうちの任意の m 段 (例えば、8 段) の出力を m ビット並列の白色雑音信号 $n(k)$ として順次出力する。

また、図 7 に示される雑音発生手段 25 は、より理想的な白色雑音に近似した白色雑音信号を生成するために、前記したシフトレジスタ 25a と EXOR 回路 25b からなる擬似ランダム信号発生回路を m 組設けている。

すなわち、この雑音発生手段 25 は、初期値設定手段 25c によってシフトレジスタ 25a₁ ~ 25a_m に、それぞれ異なる初期値 (全ビット 0 でない) をセットして、クロック信号 CK4 を受ける毎に各シフトレジスタ 25a₁ ~ 25a_m がそれぞれ各段の 1 ビットデータをシフトさせるように構

成されている。

そして、この雑音発生手段25は、各シフトレジスタ25a₁～25a_mの一段毎の出力をまとめてmビット並列の白色雑音信号n(k)として順次出力する。

なお、各シフトレジスタ25a₁～25a_mに設定される初期値は、互いに十分離れているものとする。

例えば、P段のシフトレジスタ25a₁～25a_mをもつ

擬似ランダム信号発生回路の場合、最大で $2^P - 1$ 通りの符号が得られるので、1組目のシフトレジスタ25a₁には例えば全ビット1を初期値として設定する。

また、2組目のシフトレジスタ25a₂には、全ビット1の状態から約 $(2^P - 1)/m$ 回だけ進んだ値を初期値として設定する。

また、3組目のシフトレジスタ25a₃には、全ビット1の状態から約 $2(2^P - 1)/m$ 回だけ進んだ値を初期値として設定する。

以下これに準じて設定するようすれば、各シフトレジスタ25a₁～25a_mの初期値は、ほぼ $(2^P - 1)/m$ 以上の差を持つことになる。

この結果、Pがmに対して十分大きければ、各シフトレジスタ25a₁～25a_mの出力は無相関となる。

したがって、これらの各シフトレジスタ $25a_1 \sim 25a_m$ の出力を1ビットずつまとめてmビット並列にした白色雑音信号 $n(k)$ は、理想的な白色雑音にきわめて近いものとなる。

なお、このように構成された雑音発生手段25は、シフトレジスタとEX-OR回路からなる擬似ランダム信号発生回路によって決まる所定のアルゴリズムに基づいて、複数ビットの乱数からなる雑音信号をクロック信号CK4によって決まる一定速度で順次出力するものである。

したがって、この雑音発生手段25は、前述した(1)の発明の乱数信号発生手段に相当している。

また、図7に示したように、複数組の擬似ランダム信号発生器の出力を合成したものは、前述した(2)の発明の乱数信号発生手段に相当している。

図5に戻って、インパルス応答演算手段26は、特性情報設定手段23によって設定された特性情報に基づいて、電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に近似する伝達関数のインパルス応答の時間毎のタップ係数 $h(t)$ を演算する。

例えば、図4に示す電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ のように、周波数 f_1 までは一定で、周波数 $f_1 \sim f_2$ の範囲では $-3\text{dB}/\text{oct}$ で減少し、周波数 f_2 を超える範囲では $3\text{dB}/\text{oct}$ で増加する特性の伝達関数は、次の伝達関数 $H(f)$ で近似されることが知られている。

$$H(f) = (1 + j f / f_2) / [1 +$$

$$A b s (f / f_1)]^{1/2}$$

ただし、 $A b s (f / f_1)$ は f / f_1 の絶対値を示す。

そして、この伝達関数 $H(f)$ のインパルス応答 $h(t)$ は、

$$h(t) = -\infty \int^{\infty} H(f) e^{j 2 \pi f t} df$$

と表される。

このインパルス応答演算手段 26 は、前記図 4 に示すような特性の特徴と、その折れ曲がり部分の周波数 (f_1, f_2 等) とが特性情報として設定されると、上記インパルス応答 $h(t)$ をその設定値に基づいて演算する。

図 8 は、前記伝達関数 $H(f)$ のインパルス応答 $h(t)$ の演算結果を示すものである。

すなわち、 $t < 0$ の範囲では、インパルス応答 $h(t)$ は正で且つ t の絶対値が大きい程 0 に近くなり、 t の絶対値が 0 に近くなると急激に大きくなる。

また、 $t > 0$ の範囲ではインパルス応答 $h(t)$ は t の絶対値が大きいほど正で 0 に近づき、 t の絶対値が 0 に近くなると負になって急激に小さくなる。

このインパルス応答演算手段 26 は、上記応答の T 時間間隔の $h(t)$ の値（タップ係数という）を求める際、 $t = 0$ の特異点をとらないようにしている。

このため、まず、初期時点 t_0 を

$$(-N/2)T + T/2 = -(N+1)T/2$$

とする。

そして、 $h(t_0 + rT)$ の値を、

$$-(N-1)T/2 \leq t \leq (N-1)T/2$$

の時間範囲として、上記 $h(t)$ の値（タップ係数）を N 個（ N は偶数とする）求めている。

なお、この時間範囲は、この時間範囲内で正、この時間範囲外では 0 となる窓関数 $g(t)$ をインパルス応答 $h(t)$ に積算することによって制限している。

このインパルス応答演算手段 26 によって算出された各時間毎のタップ係数 $h(t_0 + kT)$ は、メモリ 27 に記憶される。

また、畳込み演算手段 28 は、前記雑音発生手段 25 から出力される白色雑音信号 $n(k)$ とメモリ 27 に記憶された各時間毎のタップ係数 $h(t_0 + rT)$ とによる次式の畳込み演算を行うことにより、前記電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を満足する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生する。

$$\begin{aligned} y(k) &= \sum_{r=0}^{N-1} n(k-r) h(t_0 + rT) \\ &= n(k) h(t_0) + n(k-1) h(t_0 + T) \\ &\quad + n(k-2) h(t_0 + 2T) \\ &\quad + n(k-3) h(t_0 + 3T) \\ &\quad \dots\dots \\ &\quad + n(k-N+1) h(t_0 + (N-1)T) \end{aligned}$$

ここで、上記畳込み演算は、入力される白色雑音信号 $n(k)$ と予め設定されたタップ係数 $h(t_0 + rT)$ との積和演算

である。

この積和演算は、雑音発生手段 25 から出力される白色雑音信号 $n(k)$ に対しデジタル的なフィルタリング処理を行っていることと等価である。

したがって、この畳込み演算手段 28 は、前述した(1), (3), (4) の発明のフィルタ部に相当している。

また、この畳込み演算手段 28 に設定されるタップ係数は、前記したように、所望のタイムデビエーション特性のワンダを得るために、特性情報設定手段 23 によって設定された特性情報に基づいてインパルス応答演算手段 26 が算出したものである。

このようなタップ係数によって、畳込み演算手段 28 から出力される揺らぎ信号列 $y(k)$ のスペクトラム特性が決定される。

したがって、特性情報設定手段 23 およびインパルス応答演算手段 26 は、前述した(1) の発明の設定手段に相当している。

ところで、上記畳込み演算を実際に行う際、その演算順序を工夫することにより、誤差を少なくすることができる。

すなわち、タップ係数 $h(t_0 + rT)$ の絶対値は、 $t_0 + rT$ が 0 に近い領域で非常に大きく、0 から遠い領域では非常に小さい。

このため、上記演算を浮動小数点で単純に時刻順に行うと、 $t_0 + rT$ が 0 に近い範囲まで積和演算が行われたときに、その演算結果の桁数が非常に大きくなってしまう。

したがって、それ以後に行われる $t_0 + rT$ がプラスで且つ 0 から遠い領域の演算結果がアンダーフローしてしまうことにより、上記畳込み演算の精度が低下する。

これを防ぐために、タップ係数の絶対値が小さい領域 (t が 0 から遠い領域) の積和演算を優先的に行うことによって、その演算結果の桁数を高くしてから、タップ係数の絶対値が大きい領域 (t が 0 に近い領域) の積和演算を行うようにする。

このような演算順序としては種々考えられるが、ここではその具体例を 2 つ説明する。

第 1 の方法は、 t が正の範囲の積和演算と t が負の範囲の積和演算とをそれぞれ独立に 0 から遠い方から順番に行い、両者を最後に加算する方法である。

すなわち、この方法では、以下のような積和演算がそれぞれ前の項から後ろの項へ順番に行われる。

$$\begin{aligned}
 y_- (k) &= n (k) h (t_0) \\
 &\quad + n (k-1) h (t_0 + T) \\
 &\quad + n (k-2) h (t_0 + 2T) \\
 &\quad \dots\dots \\
 &\quad + n (k - N/2 + 1) h [t_0 + (N/2 - 1) T] \\
 y_+ (k) &= n (k - N + 1) h [t_0 + (N - 1) T] \\
 &\quad + n (k - N + 2) h [t_0 + (N - 2) T] \\
 &\quad + n (k - N + 3) h [t_0 + (N - 3) T] \\
 &\quad \dots\dots \\
 &\quad + n (k - N/2) h [t_0 + (N/2) T]
 \end{aligned}$$

そして、最後に、

$$y(k) = y-(k) + y+(k)$$

の演算を行う。

第2の方法は、 t が正の範囲と負の範囲の積和演算を0から遠い方から順番に且つ交互に行う方法である。

すなわち、この方法では、次式のような演算が前の項から後ろ項へ順番に行われる。

$$\begin{aligned} y(k) &= n(k) h(t_0) \\ &+ n(k-N+1) h[t_0 + (N-1)T] \\ &+ n(k-1) h(t_0 + T) \\ &+ n(k-N+2) h[t_0 + (N-2)T] \\ &+ n(k-2) h(t_0 + 2T) \\ &+ n(k-N+3) h[t_0 + (N-3)T] \\ &\dots \\ &+ n(k-N/2+1) h[t_0 + (N/2-1)T] \\ &+ n(k-N/2) h[t_0 + (N/2)T] \end{aligned}$$

このように、タップ係数の絶対値が小さい領域 (t が0から遠い領域) の積和演算を優先的に行うことにより、その演算結果の桁数を高くした後で、タップ係数の絶対値が大きい領域 (t が0に近い領域) の積和演算を行うことによって、浮動小数点演算のアンダーフローによる精度の低下を防ぐことができる。

また、上記畳込み演算を行う場合、メモリ27に記憶されたN個のタップ係数と、現段階の白色雑音信号 $n(k)$ と、それより $N-1$ 個前までの白色雑音信号 $n(k-1) \sim n(k$

$-N + 1$) が必要となる。

この $N - 1$ 個の白色雑音信号 $n(k - 1) \sim n(k - N + 1)$ は、予めメモリに記憶しておいて読み出す方法と、雑音発生手段 25 として雑音信号を逆戻しできるものを用いて毎回発生する方法とが考えられる。

ここでは、前者の方法について説明し、後者の方法については後で説明する。

前者のメモリを用いる方法では、雑音発生手段 25 または畳込み演算手段 28 のいずれかに、図 9 に示すように、 m ビットの雑音信号をシフトクロック CK5 を受ける毎に順次後段へシフトさせながら記憶する $N - 1$ 段 (N 段でもよい) のシフトレジスタ 50 をメモリとして設けておく。

初期段階に、予め $N - 1$ 個までの雑音信号 $n(k - 1) \sim n(k - N + 1)$ を前記雑音発生手段 25 から発生させてシフトレジスタ 50 に記憶しておく。

そして、次に発生した雑音信号 $n(k)$ とシフトレジスタ 50 に記憶されている雑音信号 $n(k - 1) \sim n(k - N + 1)$ とを用いて前記畳込み演算を行ってから、シフトクロック CK5 を与えることにより、この雑音信号 $n(k)$ をシフトレジスタ 50 に記憶させる。

また、次の雑音信号 $n(k + 1)$ が発生したときに、この雑音信号 $n(k + 1)$ とシフトレジスタ 50 に記憶されている雑音信号 $n(k) \sim n(k - N + 2)$ を用いて上記畳込み演算を行うという動作を繰り返す。

なお、このときのシフトクロック CK5 は、雑音発生手段

25のクロック信号CK4と同期させる。

このような畳込み演算を行うことによって得られた揺らぎ信号列 $y(k)$ は、前記したように、加算器29に入力されて中心周波数を決めるデータ Y_0 と加算される。

そして、この加算器29による加算結果 $u(k)$ が、前記DDS30に入力される。

このDDS30では、加算器29から出力された加算結果 $u(k)$ を高速（クロック信号CK2の速度）で累積（積分）しながら、波形メモリ30cのデータを読み出す。

このため、例えば、図10Aに示すように揺らぎ信号列 $y(k)$ が正のときには、図10Cに示すようにクロック信号CK1の周波数が Y_0 より $y(k)$ 分高くなつて、その位相が図10Bに示す基準位相に対して揺らぎ信号列 $y(k)$ の累積分だけ進んで行く。

また、図10Aに示すように揺らぎ信号列 $y(k)$ が負のときには、図10Cに示すようにクロック信号CK1の周波数が Y_0 より $y(k)$ 分低くなつて、その位相が図10Bに示す基準位相に対して揺らぎ信号列 $y(k)$ の負の累積分だけ遅れて行く。

つまり、クロック信号CK1は、揺らぎ信号列 $y(k)$ の積分結果に相当する位相変動を受けて周波数が変調されることになる。

このようにしてクロック信号CK1の時間変動の電力スペクトル密度分布特性を前記特性 $S_x(f)$ に近似させることができるので、前記TDEVマスクM2のワンドを有するク

ロック信号CK1を発生することができる。

このように構成されたワンダ発生装置21から出力されたクロック信号CK1は、前記したように図1に示す送信部40に入力される。

そして、この送信部40からクロック信号CK1に同期したデジタル信号Saが、試験対象のデジタル回線1へ送出される。

そして、このデジタル回線1から折り返されてくるデジタル信号Sa'は受信部41で受信された後、その誤り率が誤り測定部42で測定される。

また、受信部41で再生されたクロック信号CK1'のTDEVがTDEV測定部43によって測定される。

ここで、誤り測定部42の測定結果Eは、表示制御手段46によって表示装置47に、例えば、数値で表示される。

また、TDEV測定部43の測定結果は、表示装置47に、例えば、図11に示す特性F1またはF2のように、規定のTDEV特性(TDEVマスクM2)と対比できるように表示される。

なお、図11に示す特性F1のように、TDEVマスクM2より低いTDEV特性が測定された場合には、デジタル回線1においてワンダが抑圧されていることが判る。

また、図11に示す特性F2のように、TDEVマスクM2より高いTDEV特性が測定された場合には、デジタル回線1においてワンダが増加していることが判る。

前記説明では、TDEVマスクM2に対応した電力スペク

トル密度分布特性 $S_y(f)$ の揺らぎ信号列を発生させるためのフィルタの伝達関数として、

$$H(f) = (1 + j f / f_2) / [1 + A b s (f / f_1)]^{1/2}$$

を用いて近似させている。

しかるに、この伝達関数の絶対値の平方 $|H(f)|^2$ は、図12に示すように、理想的な電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に対して、その折れ曲がり部分と上限周波数部分で誤差が発生している。

この誤差によって、クロック信号CK1のTDEV特性 $M_{2'}$ は、図13に示すように規定のTDEVマスク M_2 に対して τ_1 、 τ_2 および τ が0に近い部分で誤差が生じる。

このような誤差は、次に述べるような補正関数 $W(f)$ を用いて補正することができる。

この補正関数 $W(f)$ としては、例えば、図14に示すような特性を有する関数を用いる。

まず、この関数は、 f_1 に近い周波数 $f_{1'}$ を中心とする帯域 B_1 で、そのレベルが増大し、その周波数 $f_{1'}$ でピーク (A_1) となる。

また、この関数は、 f_2 に近い周波数 $f_{2'}$ を中心とする帯域 B_2 で、そのレベルが減少し、その周波数 $f_{2'}$ でボトム (A_2) となる。

また、この関数は、上限周波数 (10Hz) に近い周波数

f_3' を中心とする帯域 B_3 で、そのレベルが増大し、その周波数 f_3' でピーク (A_3)となり、他の部分では一定となる。

このような特性の補正関数 $W(f)$ の一般式は、次のように表される。

$W(f)$

$$= 1 + A_1 \{ \exp [- ((f - f_1') / B_1)^2] \} / 2$$

$$+ A_1 \{ \exp [- ((f + f_1') / B_1)^2] \} / 2$$

$$+ A_2 \{ \exp [- ((f - f_2') / B_2)^2] \} / 2$$

$$+ A_2 \{ \exp [- ((f + f_2') / B_2)^2] \} / 2$$

$$+ A_3 \{ \exp [- ((f - f_3') / B_3)^2] \} / 2$$

$$+ A_3 \{ \exp [- ((f + f_3') / B_3)^2] \} / 2$$

この補正関数 $W(f)$ と前記伝達関数 $H(f)$ との積算によって得られる補正伝達関数 $H(f)'$ の絶対値の平方 $|H(f)'|^2$ は、図15に示すように、理想的な電力スペク

トル密度分布特性 $S_y(f)$ にさらによく近似する。

したがって、インパルス応答演算手段26において、前記した伝達関数 $H(f)$ のインパルス応答 $h(t)$ と、この補

正関数 $W(f)$ のインパルス応答 $w(t)$ および窓関数 $g(t)$ とを用いて、

$$h'(t) = \{ h(t) * w(t) \} \cdot g(t)$$

の演算を行ってタップ係数を求める。

そして、このタップ係数を用いて畳込み演算を行うようにすれば、図 16 に示すように、クロック信号 CK1 の TDEV 特性 M2" を、規定の TDEV マスク M2 にさらに近似させることができ、より確度の高い測定が可能となる。

また、前記説明では、白色雑音信号 $n(k)$ とタップ係数 $h(t_0 + rT)$ とをメモリ 27 およびシフトレジスタ 50 から読み出して畳込み演算を行うようにしている。

しかるに、前記したように、雑音発生手段 25 として擬似ランダム信号を逆順に発生できるものを用いることにより、前記シフトレジスタ 50 を用いることなく、畳込み演算を行うことができる。

また、この逆順が可能な雑音発生手段 25 を用いるとともに、インパルス応答演算手段 26 がタップ係数を指定した順に算出するように構成しておけば、メモリ 27 およびシフトレジスタ 50 を用いることなく、畳込み演算を行うことができる。

これにより、メモリを大幅に節約でき、装置のハードウェア構成を簡素化することができる。

ここで、擬似ランダム信号を正順と逆順で発生する雑音発生手段 25 は、正順の生成多項式に対する相反多項式を用いることで実現できる。

以下、この原理を擬似ランダム信号の符号周期が短いもので説明する。

例えば、正順の生成多項式 $p(x)$ が次式、

$$p(x) = x^4 + x + 1$$

とすると、その相反多項式 $q(x)$ は次式のようになる。

$$q(x) = x^4 \cdot p(x_{-1})$$

$$= x^{4-4} + x^{4-1} \cdot x^4$$

$$= x^4 + x^3 + 1$$

図17は、このような生成多項式 $p(x)$ と相反多項式 $q(x)$ とを用いた雑音発生手段25の例を示している。

この雑音発生手段25は、4段のシフトレジスタ25aと、シフトレジスタ25aの3段目 (x^1) と4段目 (x^0) の出力の排他的論理和をとる正順用のEXOR回路25bと、シフトレジスタ25aの1段目 (x^3) と4段目 (x^0) の出力の排他的論理和をとる逆順用のEXOR回路25dと、EXOR回路25aとEXOR回路25dの出力を選択的に1段目に戻すスイッチ25eとによって構成されている。なお、図示しない制御回路によってスイッチ25eの切り換えとクロック信号CK4'の入力がなされる。

この雑音発生手段25において、初期値として全段に1を設定してからスイッチ25eを正順側に接続してクロック信号CK4'を入力したときには、図18Aに示すように、シフトレジスタ25aの内部状態が状態1～状態15まで遷移して再び状態1に戻るという動作が繰り返される。

また、初期値として全段に1を設定してからスイッチ25eを逆順側に接続して、クロック信号CK4'を入力したときには、図18Bに示すように、シフトレジスタ25aの内部状態が状態1～状態15まで遷移して再び状態1に戻るという動作が繰り返される。

ここで、正順の場合の状態1から状態15までの1段目の出力データは、

(100010011010111)

の順に変化する。

また、逆順の場合の状態1～状態15までの1段目の出力データは、

(101011001000111)

の順に変化する。

この1段目同士の出力データを比較すると、正順の出力データは、逆順の出力データの第13ビット目から第1ビット目まで戻り、第15ビット目、第14ビット目に移った場合と一致する。

すなわち、正順の場合の1段目のデータが、図19Aに示すように、

d1 → d2 → d3 → … → d13 → d14 → d15 → d1 →

と繰り返す。

これに対し、逆順の場合の1段目のデータは、図19Bに示すように、

$d_1\ 3 \rightarrow d_1\ 2 \rightarrow d_1\ 1 \rightarrow \dots \rightarrow d_1 \rightarrow d_1\ 5 \rightarrow d_1\ 4 \rightarrow d_1\ 3 \rightarrow \dots$

と繰り返す。

したがって、スイッチ25eを正順側に接続してクロックCK4'を入力したときの1段目の出力データ列に対して、スイッチ25eを逆順側に接続してクロックCK4'を入力したときの1段目の出力データ列は、逆の順に出力されることになる。

ただし、図20に示す状態対応図に示すように、逆順の場合のシフトレジスタ25aの状態変化は、正順のときの逆になつていないので、データを正順で出力していた状態からスイッチ25eを逆順側に単純に切り換えただけでは、データの連続性を維持することはできない。

このデータの連続性を維持するためには、図19A, Bに示すデータの位置関係と、図20に示す状態対応情報とを用いることにより、シフトレジスタ25aの状態を設定する必要がある。

例えば、正順で状態4までシフトしてEXOR回路25bからデータ d_5 を出力している状態から、 $d_4 \rightarrow d_3 \rightarrow d_2 \rightarrow \dots$ の順にデータを逆順に出力する場合について考える。

すなわち、逆順でEXOR回路25dからデータ d_5 が出

力されるのは逆順の状態 8 のときであるから、この状態 8 より一つ進んだ状態 9 から逆順でデータを出力すれば、 $d_4 \rightarrow d_3 \rightarrow d_2 \rightarrow \dots$ の順にデータを出力することができる。

ここで、正順の状態 4 から逆順の状態 9 に移行する方法は 2 通りある。

その一つの方法は、逆順の状態 9 が正順の状態 8 と等しいことを利用する方法である。

すなわち、この方法は、図 18 A, B で実線の矢印で示しているように、正順のままでクロック信号 CK 4' を与えて状態 4 から状態 8 まで進めて（この際雑音発生手段 25 から出力されるデータを d_5 のままに保持しておく）、逆順の状態 9 にしてからスイッチ 25 e を逆順側に切り換える方法である。

また、もう一つの方法は、正順の状態 4 が逆順の状態 12 と等しいことを利用する方法である。

すなわち、この方法は、図 18 A, B で一点鎖線の矢印で示しているように、正順の状態 4 からスイッチ 25 e を逆順側に切り換え、クロック信号 CK 4' を与えて逆順の状態 12 から状態 9 まで進める（この際雑音発生手段 25 から出力されるデータを d_5 のままに保持しておく）方法である。

このように、スイッチ 25 e の切り換えとクロック信号 CK' の供給を制御することにより、正順の任意の状態から逆順にデータを出力することができる。

また、詳述しないが、前記方法と逆の制御を行うことにより、逆順の任意の状態から正順にデータを出力することもで

きる。

上記説明は理解しやすいように符号周期が短い場合で説明したが、上記した相反多項式を利用した正逆自在の雜音発生手段 25 は、符号周期が長いものについても全く同様に構成できる。

例えば、正順の生成多項式 $p(x)$ が次式、

$$p(x) = x^{96} + x^7 + x^6 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

の場合、その相反多項式 $q(x)$ は次式のようになる。

$$q(x) = x^{96} p(x - 1)$$

$$\begin{aligned} &= 1 + x^{96-7} + x^{96-6} x^{96-4} + x^{96-3} + x^{96-2} + x^{96} \\ &= x^{96} + x^{94} + x^{93} + x^{92} + x^{90} + x^{89} + 1 \end{aligned}$$

図 21 は、このような生成多項式 $p(x)$ と相反多項式 $q(x)$ とを用いた擬似ランダム信号発生回路を示している。

この擬似ランダム信号発生回路は、96 段のシフトレジスタ 25a と、シフトレジスタ 25a の最終段から数えて 1 段目 (x^0)、3 ~ 5 段目 ($x^2 \sim x^4$)、7 段目 (x^6)

および 8 段目 (x^7) の出力の排他的論理和をとる正順用の EXOR 回路 25b と、最終段から数えて 1 段目 (x^0)、

90段目 (x^{89})、91段目 (x^{90}) および 93～95段目

(x^{92} 9～ x^{94}) の出力の排他的論理和をとる逆順用の EX
OR回路 25d と、EXOR回路 25b と EXOR回路 25
d の出力を選択的に初段に戻すスイッチ 25e とによって構
成されている。

なお、この図 21 の回路においても、前記と同様に図示し
ない制御回路によってスイッチ 25e の切り換えとクロック
信号 CK' の供給制御がなされる。

また、この図 21 の回路においても、前記の符号周期の短
い場合と同様に、スイッチ 25e を正順側に接続してクロック
CK' を入力したときの出力データ列に対して、スイッ
チ 25e を逆順側に接続してクロック CK' を入力したと
きの出力データ列は逆の順に出力される。

また、スイッチ 25e の切り換えとクロック信号 CK' の
供給を前記同様にデータの位置関係と状態対応図に基づいて
制御することにより、正順（または逆順）の任意の状態から
逆順（または正順）に連続したデータを出力するこ
ができる。

なお、上記説明では、シフトレジスタ 25a の初段の出力
について説明したが、他の段の出力についても正順と逆順の
関係が得られるので、任意の段からデータを出力するよう
にしてもよい。

ただし、異なる 2 つ以上の段から出力される並列データに

については上記関係が成立しない。

したがって、上記した正逆自在の擬似ランダム信号発生回路は、図7に示したように、複数mの擬似ランダム信号発生回路から1ビットずつデータを出力してmビット並列の白色雑音信号を出力する雑音発生手段25の各擬似ランダム信号発生回路に適用される。

このように、雑音発生手段25として白色雑音信号n(k)を逆順に発生できるものを用いれば、k番目の白色雑音信号n(k)を生成した後に、それより前のN-1個の雑音信号n(k-1)～n(k-N+1)までを順番に発生することができる。

すなわち、この場合には、前記メモリ50を用いないでも前記畳込み演算

$$\begin{aligned}
 y(k) = & n(k) h(t_0) \\
 & + n(k-1) h(t_0 + T) \\
 & + n(k-2) h(t_0 + 2T) \\
 & \dots \\
 & + n(k-N+1) h[t_0 + (N-1)T]
 \end{aligned}$$

を行うことができる。

また、この雑音信号の出力に合わせて、インパルス応答演算手段26がタップ係数を(t₀) ~ h[t₀ + (N-1)T]の順に算出すれば、メモリ27も不要となり、1組の積和演算回路で前記畳込み演算を行うことができる。

また、前記したように、浮動小数点のアンダーフローによる誤差を防止するために畳込み演算を前記第1の方法で行う

ことができる。

すなわち、 t が正の範囲の積和演算と t が負の範囲の積和演算とをそれぞれ独立に 0 から遠い方から順番に行う場合には、例えば、先に逆順動作で雑音信号 $n(k) \sim n(k - N/2 + 1)$ までを発生して $y-(k)$ を求める。

次に、正順動作で $n(k - N + 1) \sim n(k - N/2)$ までを発生して $y+(k)$ を求めてから両者を加算する。

これによって、前記シフトレジスタ 50 を用いないでも搖らぎ信号列 $y(k)$ を求めることができる。

この場合でも、この雑音信号列の出力に合わせて、インパルス応答演算手段 26 が、タップ係数を $h(t_0) \sim h[t_0 + (N/2 - 1)T]$ の順および $[t_0 + (N - 1)T] \sim h[t_0 + (N/2)T]$ の順に算出すれば、メモリ 27 も不要となり、1 組の積和演算回路で前記畳込み演算を行うことができる。

なお、前記説明では、規定の TDEV 特性として図 24B に示す TDEV マスク M2 のような特性のワンダを有するクロック信号を発生する場合について説明したが、これは本発明を限定するものでない。

例えば、図 24A に示す TDEV マスク M1 のような特性のワンダを有するクロック信号を発生する場合には、この TDEV マスク M1 の特性情報、そのマスクに対応する電力スペクトル密度分布、伝達関数 $H(f)$ 、補正関数 $W(f)$ を用いて前記同様のフィルタリング処理を行えばよい。

また、TDEV マスクは、上記したものだけでなく、折れ

曲がり部が3箇所以上あるものや、傾きが異なるものなどがある。

これらのTDEVマスクについても、前記と同様に、そのマスクに対応する電力スペクトル密度分布、伝達関数H(f)および補正関数W(f)を用いて前記同様のフィルタリング処理を行えばよい。

また、前記ワンダ発生装置21では、揺らぎ信号y(k)を直接加算器29に入力している。

しかるに、図22に示すワンダ発生装置21'のように、揺らぎ信号列発生部24から出力された揺らぎ信号y(k)と、レベル設定手段32によって設定された設定値Bとを乗算器33で乗算し、その乗算結果y(k)'を加算器29に出力するように構成して、揺らぎ信号のレベルを可変できるようにしてもよい。

以上のように、この実施形態のワンダ発生装置21は、所望のタイムデビエーション特性の特性情報に基づいて、そのタイムデビエーション特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列y(k)を発生し、この揺らぎ信号列y(k)と出力するクロック信号の中心周波数を決めるデータY0とを加算器29で加算し、その加算結果に対応した周波数の信号をDDS30から出力させ、このDDS30の出力信号を波形整形してクロック信号CK1を出力するようにしている。

このため、この実施形態のワンダ発生装置21によれば、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有する

クロック信号CK1を容易に発生することができる。

また、この実施形態のワンド発生装置21は、揺らぎ信号列発生部24を、擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段25と、特性情報設定手段22によって設定された特性情報に基づいて、雑音発生手段25から出力された白色雑音信号の電力スペクトル密度分布を、所望のタイムデビエーション特性に対応した周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に近似させるための伝達関数のインパルス応答を演算するインパルス応答演算手段26と、インパルス応答演算手段26の演算結果と雑音発生手段25から出力される白色雑音信号との畠込み演算を行い、電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を有する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生する畠込み演算手段28とによって構成している。

このように、この実施形態のワンド発生装置21は、デジタル的に揺らぎ信号列 $y(k)$ を生成しているので、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号CK1を精度よく発生することができる。

また、インパルス応答演算手段26が、周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ と伝達関数との誤差分に対応する補正関数 $W(f)$ によってインパルス応答を補正しているものでは、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号CK1をさらに精度よく発生することができる。

また、畠込み演算手段28が、インパルス応答の演算結果

の絶対値が小さい方の積和演算を優先的に行うようにしたものでは、浮動小数点演算の際の誤差を少なくすることができるので、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号 CK1 をさらに精度よく発生することができる。

また、インパルス応答演算手段 26 が、雑音発生手段 25 から白色雑音信号が出力される毎にインパルス応答の演算を毎回行うように構成され、畳込み演算手段 28 が、インパルス応答演算手段 26 によって毎回算出される演算結果を用いて畳込み演算を行うようにしたものでは、メモリを節約でき、装置のハードウェア構成を簡素化することができる。

また、雑音発生手段 25 が、それぞれ異なる初期位相で M 系列の擬似ランダム符号を発生する複数 (m) 組の擬似ランダム信号発生手段を有し、各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめて m ビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されたものでは、その白色雑音信号を理想的な白色雑音に極めて近いものにすることができ、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号をさらに精度よく発生することができる。

前記実施形態のワンド発生装置 21 の揺らぎ信号列発生部 24 は、所望のタイムデビエーション特性に対応した周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に相当する伝達関数のインパルス応答を演算し、この演算結果と白色雑音信号との畳込み演算を行うことによって、電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を有する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生

している。

このような揺らぎ信号列発生部24の代わりに、図23に示す揺らぎ信号列発生部24'を用いることもできる。

この揺らぎ信号列発生部24'は、前記した雑音発生手段25と、データ振分手段51と、重み付け手段54と、合成手段56とによって構成されている。

そして、この揺らぎ信号列発生部24'は、所望のTDEV特性に対応した周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の周波数範囲を複数の帯域に分割して、雑音発生手段25から出力される白色雑音信号をデータ振分手段51によって各帯域に応じたレートで振り分け、重み付け手段54によって各帯域毎の電力スペクトル密度に対応した重み付けをし、合成手段56によって合成することによって、電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を有する揺らぎ信号列 $y(k)$ を生成している。

ここで、TDEVマスクM2に対応した電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の周波数範囲を複数の帯域に分ける場合について説明する。

この特性 $S_y(f)$ は、周波数が0.01Hz以下で一定であり、周波数が0.01Hz～10Hzの範囲で $1/f$ または f に比例して変化する。

したがって、周波数が0.01Hz～10Hzをカバーする範囲に各帯域の境界がくるようにし、また各帯域の幅が2倍ずつ大きくなるように分割する。

例えば、最も高い境界周波数 f_{c1} を16Hzとすると、

高い方から 2 番目の境界周波数 f_{c2} が 8 Hz、3 番目の境界周波数 f_{c3} が 4 Hz となり、同様にして、11 番目の境界周波数 f_{c11} は $1/64$ Hz、12 番目の境界周波数 f_{c12} は $1/128$ Hz (0.0078 Hz) となる。

したがって、12 個の境界周波数 $f_{c1} \sim f_{c12}$ で 13 個の帯域に分けるようにすればよい。

そこで、雑音発生手段 25 からは最高の境界周波数 f_{c1} の 2 倍 (32 Hz) のレートで白色雑音信号 $n(k)$ を発生させ。

そして、データ振分手段 51 は、この白色雑音信号 $n(k)$ を上記各帯域の周波数に応じてレートが $1/2$ ずつ低くなるように 13 の信号経路に振り分ける。

このデータ振分手段 51 は、例えば、図 24 に示すように、入力信号の立ち下がりで出力が立ち上がる直列に接続された 13 個の $1/2$ 分周器 $52_1 \sim 52_{13}$ と、各 $1/2$ 分周器 $52_1 \sim 52_{13}$ の分周出力の立ち上がりで雑音信号 $n(k)$ をラッチする 13 個のラッチ回路 $53_1 \sim 53_{13}$ とで構成されている。

そして、雑音信号 $n(k)$ と同期したクロック信号 CK_n が初段の $1/2$ 分周器 52_1 に入力される。

したがって、雑音発生手段 25 から、例えば、図 25A に示すようなクロック信号 CK_n に同期した雑音信号 $n(k)$ が $n(1)$ 、 $n(2)$ 、…の順に出力されると、図 25C に示すように、クロック信号 CK_n の立ち下がりで立ち上がる $1/2$ 分周信号がラッチ回路 53_1 に入力される。

このため、ラッチ回路 53_1 からは図25Dに示すように、奇数番目の雑音信号 n_1 [$n(1)$ 、 $n(3)$ 、 $n(5)$ 、…、 $n(1+2i)$ 、…] がクロック信号 CK_n の $1/2$ のレート(16Hz)で出力される。

また、ラッチ回路 53_2 には、図25Eに示すように、 $1/2$ 分周信号の立ち下がりに同期して立ち上がる $1/4$ 分周信号が入力される。

このため、ラッチ回路 53_2 からは、図25Fに示すように、 $n(2)$ から4個間隔の雑音信号 n_2 [$n(2)$ 、 $n(6)$ 、 $n(10)$ 、…、 $n(2+4i)$ 、…] がクロック信号 CK_n の $1/4$ のレート(8Hz)で出力される。

また、ラッチ回路 53_3 には、図25Gに示すように、 $1/4$ 分周信号の立ち下がりに同期して立ち上がる $1/8$ 分周信号が入力される。

このため、ラッチ回路 53_3 からは、図25Hに示すように $n(4)$ から8個間隔の雑音信号 n_3 [$n(4)$ 、 $n(12)$ 、 $n(20)$ 、…、 $n(4+8i)$ 、…] がクロック信号 CK_n の $1/8$ のレート(4Hz)で出力される。

以下同様に、各ラッチ回路 $53_4 \sim 53_{13}$ からは、雑音発生手段25から出力された雑音信号について、16個間隔、32個間隔、…、213個間隔の雑音信号 n_4 、 n_5 、…、 n_{13} が、クロック信号 CK_n の $1/16$ 、 $1/32$ 、…、 $1/213$ のレートでそれぞれ出力されることになる。

この各レートの雑音信号 $n_1 \sim n_{13}$ は、図24に示しているように、重み付け手段54の13個の乗算器 $55_1 \sim 55_{13}$

σ_{13} に入力され、それぞれ重み付けの係数 $\sigma_1 \sim \sigma_{13}$ が乗算される。

この重み付けの係数 $\sigma_1 \sim \sigma_{13}$ は、上記境界周波数 $f_{c1} \sim f_{c12}$ で分割される電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の各帯域のスペクトルの大きさの平方根に比例した値であり、特性情報設定手段 23 から設定される。

ここで、例えば、特性情報設定手段 23 は、図 26 に示すように最も低い帯域 ($1 / 128 \text{ Hz}$ 以下) のスペクトルのレベルに対応した係数 σ_{13} を基準値 1 とし、他の重み付け係数 $\sigma_1 \sim \sigma_{12}$ を電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に合わせて以下のように設定する。

$$\sigma_{12}^2 = 1$$

$$\sigma_{11}^2 = 1 / 2$$

$$\sigma_{10}^2 = 1 / 4$$

$$\sigma_9^2 = 1 / 8$$

$$\sigma_8^2 = 1 / 16$$

$$\sigma_7^2 = 1 / 8$$

$$\sigma_6^2 = 1 / 4$$

$$\sigma_5^2 = 1/2$$

$$\sigma_4^2 = 1$$

$$\sigma_3^2 = 2$$

$$\sigma_2^2 = 4$$

$$\sigma_1^2 = 8$$

このようにして重み付けされた雑音信号 $n_{1'} \sim n_{13'}$ は、合成手段 56 に入力される。

この合成手段 56 は、図 27 に示すようにカスケード接続された 12 個のポリフェーズ型のサブバンド合成器（QMF 合成器） $57_1 \sim 57_{12}$ によって構成されている。

ここで、各サブバンド合成器 $57_1 \sim 57_{12}$ は、カットオフ周波数 f_c が等しいハイパスフィルタとローパスフィルタ（ともにデジタルフィルタ）の出力を合成して出力するものである。

そして、各サブバンド合成器 $57_1 \sim 57_{12}$ のカットオフ周波数は、前記電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の周波数範囲を分割する境界周波数 $f_{c1} \sim f_{c12}$ に一致している。

この合成手段 56 は、図 28 に示すように、各雑音信号 $n_{1'} \sim n_{13'}$ を合成する。

すなわち、カットオフ周波数が最も低いサブバンド合成器 57_{12} は、雑音信号 $n13'$ の高域と雑音信号 $n12'$ の低域を周波数 f_{c12} でカットして合成した成分をサブバンド合成器 57_{11} に入力する。

このサブバンド合成器 57_{11} は、サブバンド合成器 57_{12} の出力の高域と雑音信号 $n11'$ の低域を周波数 f_{c11} でカットして合成した成分をサブバンド合成器 54_{10} に入力する。

以下同様にして、各レートの重み付けされた雑音信号がレートの低い方から合成される結果、サブバンド合成器 57_1 からは前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に沿った特性の揺らぎ信号列 $y(k)$ が得られる。

この揺らぎ信号列 $y(k)$ は、前記と同様にして加算器 29 に入力されて、中心周波数を決めるデータ Y_0 と加算される。

その加算結果 $u(k)$ がDDS 30 に入力されることによって、前記TDEVマスクM 2 のクロック信号を発生することができる。

図 29 に示す特性Mは、上記揺らぎ信号列発生部 $24'$ を用いて生成したクロック信号のTDEV特性であり、TDEVマスクM 2 に極めて近似した特性が得られている。

なお、ここではTDEVマスクM 2 に対応した電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の揺らぎ信号を発生する場合について説明している。

しかるに、この揺らぎ信号発生部 $24'$ では、分割帯域や

重み付けの係数を任意に設定することにより、任意の電力スペクトル密度分布の揺らぎ信号列を発生できる。

また、この揺らぎ信号列発生部 24' のデータ振分手段 51 として、図 30 に示すように、前記合成手段 56 の各サブバンド合成器 57₁ ~ 57₁₂ とは逆に、入力信号を等しいカットオフ周波数のハイパスフィルタとローパスフィルタとで分波するサブバンド分波器 58₁ ~ 58₁₂ を各サブバンド合成器 57₁ ~ 57₁₂ と対称にカスケードに接続することにより、前記したようにレートの異なる雑音信号 n₁ ~ n₁₃ を並列に出力するようにしてもよい。

この場合、各サブバンド分波器 58₁ ~ 58₁₂ のカットオフ周波数は、サブバンド合成器 57₁ ~ 57₁₂ のカットオフ周波数と同一に設定する。

このようにして、電力スペクトル密度分布特性 S_y(f) の周波数範囲を複数に分割する帯域の周波数に応じたレートで雑音信号を並列に出力して、各帯域毎の電力スペクトル密度に応じた重み付けを行って合成することによって、揺らぎ信号列が発生される。

これによって、任意の電力スペクトル密度分布特性の揺らぎ信号を発生することができるので、インパルス応答の演算が困難な複雑な TDEV マスク特性のクロック信号を容易に発生することができる。

なお、この場合も雑音発生手段 25 として、前記したように、それぞれ異なる初期位相で M 系列の擬似ランダム符号を発生する複数(m) 組の擬似ランダム信号発生手段を有し、

各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめてmビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されたものを用いるようにしてもよい。

これによって、その白色雑音信号を理想の白色雑音に極めて近いものにすることができる、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドーを有するクロック信号をさらに精度よく発生することができる。

また、上記揺らぎ信号列発生部24'は、雑音発生手段25から出力される信号列に対してデータ振分手段51、重み付け手段54および合成手段56によるフィルタリング処理を行っており、その処理結果のスペクトラム特性を決める重み付け係数 $\sigma_1 \sim \sigma_{12}$ を特性情報設定手段23から設定するようにしている。

したがって、このデータ振分手段51、重み付け手段54および合成手段56は、前述した(1)、(5)の発明のフィルタ部に相当している。

また、特性情報設定手段23は、前述した(1)、(5)の発明の設定手段に相当している。

このように、この実施形態のワンドー発生装置21は、所定のアルゴリズムにしたがって、複数ビットで構成される乱数の信号を一定速度で順次発生する乱数信号発生手段と、乱数信号発生手段から出力される乱数の信号列を受けてフィルタリング処理を行うフィルタ部と、クロック信号を発生するクロック発生手段と、クロック発生手段が発生するクロック信号の周波数をフィルタ部から出力される信号によって変調す

る変調手段と、変調手段によって周波数が変調されたクロック信号のワンダの特性が所望特性となるように、フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する制御信号をフィルタ部に与える設定手段とを備えているので、所望のワンダ特性のクロック信号を容易に発生することができる。

また、この実施形態のディジタル回線試験装置20は、規定のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号CK1を発生するためのワンダ発生装置21と、ワンダ発生装置21から出力されたクロック信号CK1に同期したディジタル信号を試験対象のディジタル回線1に送出する送信部40と、試験対象のディジタル回線から折り返されたディジタル信号を受信するとともに、この受信したディジタル信号のクロック信号を再生する受信部41と、受信部41が受信したディジタル信号の誤り測定を行う誤り測定部42と、前記受信部41によって再生されたクロック信号CK1'のタイムデビエーション特性を測定するタイムデビエーション測定部43と、表示装置47と、誤り測定部42の測定結果を表示装置47に表示するとともに、タイムデビエーション測定部43で測定されたタイムデビエーション特性を規定のタイムデビエーション特性と対比できるように表示装置47に表示する表示制御手段46とを備えている。

このため、この実施形態のディジタル回線試験装置20によれば、試験対象のディジタル回線1のワンダに関する評価を容易に且つ効率的に行うことができるとともに、ディジタ

ル回線1によるワンドの変化を表示画面上で容易に比較することができる。

また、この実施形態のデジタル回線試験装置20は、ワンド発生部を構成するワンド発生装置21が前記したように構成されているので、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号CK1に同期したデジタル信号を試験対象のデジタル回線1に送出することができるので、デジタル回線1の評価を正しく行うことができるとともに、装置を小型化することができる。

次に、上記のように、雑音信号列に対しフィルタ部でデジタル的なフィルタリング処理を行い、その出力信号によって周波数が変調されたクロック信号を出力するワンド発生装置において、装置の起動時や特性の切り換え時に、所望特性のワンドを有するクロック信号を速やかに出力させるとともに、出力するクロック信号のワンドの特性やそのクロック信号を変調している信号の特性を事前に把握できるようにするための技術について説明する。

すなわち、上記のように、前記畳込み演算手段28あるいはデータ振分手段51、重み付け手段54、合成手段56によるフィルタリング処理は、入力される信号列を内部の複数の記憶素子に順次シフトしながら記憶するとともに、各記憶素子の記憶内容と各記憶素子に対応した係数との積和演算を行うことにより、その演算結果を順次出力する処理を含んでいる。

したがって、前記したように任意の周波数特性を得るため

には、設定できる周波数分解能を高くする必要がある。

そのためには、フィルタ次数を大きくする、すなわち、内部の記憶素子の数を多くしなければならない。

このように記憶素子の数を多くした場合には、動作初期時や特性の切り換え時に、所望のワンダ特性の信号が出力されるまでの時間が非常に長くなる。

また、このように出力するクロック信号のワンダの特性を任意に可変できるようにした場合、実際に出力されるクロック信号のTDEV特性がどのような特性であるかを予め確認できないと不便である。

これを解決するために、実際に出力されるクロック信号や雑音信号を測定することによって、その測定結果を表示することも考えられる。

しかるに、このようにクロック信号や雑音信号を実際に測定する方法では、ワンダ発生装置としての構成が複雑化するとともに、測定する特性の内容によっては測定が完了するまで非常に時間（数時間～数十日）がかかってしまうので、実現が困難である。

そこで、次に、所望特性のワンダを有するクロック信号を速やかに発生することができるとともに、実際に出力するクロック信号のワンダの特性やそのクロック信号を変調している信号の特性を容易に把握することができるようになしたワンダ発生装置の詳細について説明する。

図31は、上記問題を解決するためになされたワンダ発生装置に含まれる雑音発生装置120の構成を示している。

この雑音発生装置 120 の白色雑音発生手段 121 は、デジタルの白色性の雑音信号 $n(k)$ を所定レートで出力する。

この白色雑音発生手段 121 は、例えば、図 32 に示すように、複数 N (例えば、 $N = 12$) の擬似ランダム信号発生器 122 (1) ~ 122 (N) からクロック信号 CK_n に同期してシリアル出力される各 K ビットのランダム信号を加算回路 124 で加算して $K + \lceil \log_2 N \rceil$ ビットとした白色雑音信号 $n(k)$ を出力する。

ここで、上記の括弧記号 [] は、小数を切り上げた整数值を表す。

これら複数 N の擬似ランダム信号発生器 122 (1) ~ 122 (N) は、同一の S 段シフトレジスタから生成される符号周期 ($2^S - 1$) の擬似ランダム信号を発生する。

しかるに、その出力の相関ピークが離間するように、複数 N の擬似ランダム信号発生器 122 (1) ~ 122 (N) は、制御回路 123 によって出力符号の位相が大きく異なるよう初期設定され、 $n(1)$ 、 $n(2)$ 、…、 $n(2^S - 2)$ 、 $n(2^S - 1)$ までの雑音信号を 1 周期として、これを繰り返し出力する。

このように、複数の擬似ランダム信号を加算して生成される白色雑音信号の瞬時値は、ガウス分布特性に近似する。

ここで、制御回路 123 は、後述の初期設定手段 131 からの雑音信号出力指示を受けて、擬似ランダム信号発生器 122 (1) ~ 122 (N) を初期化してクロック信号 CK_n

を出力する。

また、白色雑音発生手段 121 から出力された雑音信号 $n(k)$ は、フィルタ部 125 に入力される。

このフィルタ部 125 は、デジタル信号列を内部の複数の記憶素子に順次シフトしながら記憶し、その複数の記憶素子の記憶内容についての積和演算を行うデジタルフィルタを有している。

そして、このフィルタ部 125 は、白色雑音発生手段 121 から出力された雑音信号 $n(k)$ を予め設定された特性係数に対応する周波数特性の雑音信号に変換して出力する。

ここで、例えば、フィルタ部 125 が、図 33 に示すような FIR 型のデジタルフィルタ 126 によって構成されている場合について説明する。

このデジタルフィルタ 126 は、入力データを順次後段へシフトしながら記憶する複数 M 段直列の記憶素子（遅延素子ともいう）127(1) ~ 127(M) と、初段の記憶素子 127(1) の入力データおよび各記憶素子 127(1) ~ 127(M) の出力データに対してフィルタ係数（この実施形態の特性係数） $h_0 \sim h_M$ をそれぞれ乗算する乗算器 128(1) ~ 128(M+1) と、乗算器 128(1) ~ 128(M+1) の出力の総和を求める加算器 129 とによって構成されている。

各記憶素子 127(1) ~ 127(M) は雑音信号 $n(k)$ をそのクロック信号 CKn に同期して順次シフトさせる。

また、各記憶素子 127(1) ~ 127(M) は、後述の

初期設定手段 131 から任意の値 $D(1) \sim D(M)$ をセットできるようになっている。

また、乗算器 128(1)～128(M+1) に入力されるフィルタ係数 $h_0 \sim h_M$ は、後述の特性係数設定手段 130 によって設定される。

このように構成された F I R 型のデジタルフィルタ 126 は、入力される雑音信号 $n(k)$ をフィルタ係数 $h_0 \sim h_M$ に応じた周波数特性の雑音信号(前記揺らぎ信号列に相当)に変換して出力する。

そして、特性係数設定手段 130 は、フィルタ部 125 から出力される雑音信号 $u(k)$ の特性を決定するための特性係数(上記のようにフィルタ部 125 がデジタルフィルタ 126 のみで構成されている場合にはそのフィルタ係数)を設定するためのものであり、図示しない操作部等の操作によって任意の特性係数を設定できるようになっている。

また、初期設定手段 131 は、メモリ (R O M) 131a を有し、フィルタ部 125 から特性係数に対応した周波数特性の雑音信号が出力されている状態におけるデジタルフィルタ内の各記憶素子の記憶内容と同等の雑音信号列を、前記メモリ 131a の内容に基づいて求めて、少なくとも装置の動作初期時にデジタルフィルタ内の各記憶素子に初期設定する。

すなわち、初期設定手段 131 は、前記のようにフィルタ部 125 がデジタルフィルタ 126 のみによって構成されているような場合には、デジタルフィルタ 126 からフィ

ルタ係数 $h_0 \sim h_M$ に対応した周波数特性の雑音信号が出力されている状態における各記憶素子 127(1) ~ 127(M) の記憶内容と同等の雑音信号列を初期設定する。

ここで、白色雑音発生手段 121 が動作初期時に発生する雑音信号 $n(1)$ を既知とすれば、その雑音信号 $n(1)$ より前の M 個の雑音信号 $n(2N-1), n(2N-2), \dots, n(2N-M)$ をそれぞれ初期値 $D(1) \sim D(M)$ としてメモリ 131.a に予め記憶しておく。

そして、初期設定手段 131 は、電源投入等の動作初期時に、図 3.4 に示すように、デジタルフィルタ 26 の各記憶素子 127(1) ~ 127(M) に対して、それぞれ初期設定してから、白色雑音発生手段 121 へ雑音信号の出力を指示する。

このため、動作初期時に、フィルタ部 125 の内部の状態は直ちに定常状態と同一の状態に設定されるため、フィルタ部 125 からは、特性係数設定手段 130 から設定されたフィルタ係数 $h_0 \sim h_M$ に応じた周波数特性の雑音信号が直ちに出力される。

このフィルタ部 125 から出力される雑音信号 $u(k)$ は、乗算器 132 に入力される。

この乗算器 132 は振幅設定手段 133 によって設定された振幅係数 A を雑音信号 $u(k)$ に乗算し、その乗算結果を所望特性の雑音信号 $y(k)$ として出力する。

また、特性算出手段 134 は、フィルタ部 125 に設定された特性係数および乗算器 132 に設定された振幅係数 A と

に基づいて、乗算器 132 から出力される雑音信号 $y(k)$ の周波数特性や振幅等を求める。

また、特性表示手段 135 は、表示器 136 に特性算出手段 134 によって求められた雑音信号の特性をグラフや数値で表示させる。

このように構成された雑音発生装置 120 では、初期設定手段 131 によってフィルタ部 125 から特性係数に対応した周波数特性の雑音信号が出力されている状態におけるデジタルフィルタ 126 内の各記憶素子 127(1) ~ 127(M) の記憶内容と同等の雑音信号を、少なくとも装置の動作初期時に各記憶素子 127(1) ~ 127(M) に初期設定している。

このため、白色雑音発生手段 121 から M 個の雑音信号がフィルタ部 125 に取り込まれるまで待たなくても、直ちに特性係数に対応した周波数特性の雑音信号をフィルタ部 125 から出力させることができるので、この特性に合わない雑音信号の出力による測定等の影響をなくすことができる。

また、特性算出手段 134 によって、特性係数設定手段 130 からフィルタ部 125 に設定された特性係数および振幅設定手段 133 の振幅係数 A に基づいて、出力される雑音信号 $y(k)$ の特性を求め、その特性を特性表示手段 135 によって表示しているので、出力する雑音信号 $y(k)$ の特性を事前に且つ速やかに確認することができて便利である。

前記説明では、フィルタ部 125 がデジタルフィルタ 126 のみで構成されている場合について説明したが、これは

本発明を限定するものではない。

例えば、フィルタ部 125 を図 35 に示すように、分波回路 141 と、重み付け回路 143 と、デジタルフィルタを含む合成回路 145 とで構成することも可能である。

ここで分波回路 141 は、複数 P の 1/2 デシメート回路 142 (1) ~ 142 (P) がカスケード接続されて構成されている。

各 1/2 デシメート回路 142 (1) ~ 142 (P) は、入力データされるデータを 2 つの出力経路に交互に振り分けて、入力レートの 1/2 のレートで出力する回路である。

初段の 1/2 デシメート回路 142 (P) は、図 36A に示すような雑音信号 $n(1), n(2), n(3), \dots$ が入力されると、その一方の出力端子から、図 36B に示すように、奇数番目の雑音信号 $n(1), n(3), n(5), \dots$ を出力し、他方の出力端子から偶数番目の雑音信号 $n(2), n(4), n(6), \dots$ を出力する。

この他方の出力端子から出力される雑音信号は、2 段目の 1/2 デシメート回路 42 (P - 1) に入力される。

この 2 段目の 1/2 デシメート回路 142 (P - 1) も同様に、入力された雑音信号 $n(2), n(4), n(6), \dots$ のうち、一方の出力端子から図 36C に示すように、雑音信号 $n(2), n(6), n(10), \dots$ を出力し、他方の出力端子から雑音信号 $n(4), n(8), n(12), \dots$ を出力する。

この他方の出力端子から出力された雑音信号は、3 段目の

1/2 デシメート回路 142 (P-2) に入力される。

同様に、3段目の1/2 デシメート回路 142 (P-2) の一方の出力端子からは、図36Dに示すように、雑音信号 $n(4)$ 、 $n(12)$ 、 $n(20)$ 、…が出力され、他方の出力端子からは雑音信号 $n(8)$ 、 $n(16)$ 、 $n(24)$ 、…が出力される。

同様に、4段目の1/2 デシメート回路 142 (P-3) の一方の出力端子からは、図36Eに示すように、雑音信号 $n(8)$ 、 $n(24)$ 、 $n(40)$ 、…が出力され、他方の出力端子からは雑音信号 $n(16)$ 、 $n(32)$ 、 $n(56)$ 、…が出力される。

さらに各1/2 デシメート回路 142 (P-4) ~ 142 (1) からは、出力レートが1/2ずつ低くなるように雑音信号が出力される。

このように、各1/2 デシメート回路 142 (1) ~ 142 (P) の一方の出力端子から異なるレートで出力される雑音信号 n_1 、 n_2 、 n_3 、…、 n_{P+1} は、重み付け回路 143 の乗算器 144 (1) ~ 144 (P+1) にそれぞれ入力される。

この乗算器 144 (1) ~ 144 (P+1) は、入力される雑音信号 n_1 、 n_2 、 n_3 、…、 n_{P+1} に対して、それそれ重み付け係数（特性係数） σ_1 、 σ_2 、 σ_3 、…、 σ_{P+1} を乗算して出力する。

このように各レートの雑音信号 n_1 、 n_2 、 n_3 、…、 n_{P+1} に対して重み付けを行うことで、このフィルタ部 125

から出力される雑音信号 $u(k)$ の周波数特性を任意に設定することができる。

例えば、図37に示すような重み付け（この図では P が 12）を行うことで、ワンダの評価に用いる特定の T D E V マスク特性に対応した電力スペクトル密度分布の位相揺らぎ（ワンダ）をもつクロック信号を生成することができる。

この際、電力スペクトル密度分布は、 σ の 2 乗値の分布に従う。

また、重み付けされた各レートの雑音信号 n_1' 、 n_2' 、 n_3' …、 n_{P+1}' は、合成回路 45 のサブバンド合成器 146(1) ~ 146(P) にそれぞれ入力される。

ここで、各サブバンド合成器 146(1) ~ 146(P) は、前記した F I R 型で遮断周波数が共通の L P F (ローパスフィルタ) と H P F (ハイパスフィルタ) とを内部に備えている。

そして、各サブバンド合成器 146(1) ~ 146(P) は、入力される 2 つのデジタル信号に対してインターpolation処理を行うことにより、その一方（周波数が高い方）の入力に対して H P F で低域を遮断し、他方（周波数が低い方）の入力に対しては L P F で高域を遮断して、両フィルタの出力を合成して出力するように構成されている。

なお、各サブバンド合成器 146(1) ~ 146(P) の内部のフィルタの遮断周波数は、最も周波数が低いサブバンド合成器 146(1) の内部のフィルタの遮断周波数を f_a

とすると、 $2 f_a$ 、 $4 f_a$ 、 $8 f_a$ 、…、 $2^{P-1} f_a$ の順に、入力する雑音信号のレートに対応して2倍ずつ高くなるように設定されている。

このようにして、各サブバンド合成器146(1)～146(P)は、レートの低い雑音信号から順に合成するように接続されている。

すなわち、図38に示すように、最もレートの2つの低い雑音信号 n_1' 、 n_2' は、サブバンド合成器146(1)において遮断周波数 f_a で合成される。

その合成出力と雑音信号 n_3' とがサブバンド合成器146(2)において遮断周波数 $2 f_a$ で合成される。

その合成出力と雑音信号 n_4' とがサブバンド合成器146(3)において遮断周波数 $4 f_a$ で合成される。

以下同様にして、レートに低い雑音信号から順に合成されるため、サブバンド合成器146(P)からは、図38に示しているように、オクターブ幅の各帯域のレベルが重み付け係数に応じて変化する周波数特性の雑音信号 $u(k)$ が出力されることになる。

このように分波回路141、重み付け回路143および合成回路145によって構成されたフィルタ部125の場合、合成回路145の各サブバンド合成器146のフィルタの遮断周波数は固定であるので、フィルタ係数を可変制御する必要はなく、フィルタの特性を決定する重み付け係数 σ_1 、 σ_2 、 σ_3 、…、 σ_{P+1} を特性係数設定手段130から設定

する。

また、合成回路 145 のフィルタ（デジタルフィルタ）内部の記憶素子に対して、初期設定手段 131 は、フィルタ部 125 から特性係数（この場合、重み付け係数）に対応した周波数特性の雑音信号が出力されている状態における各記憶素子の記憶内容と同一特性の雑音信号列を、装置の動作初期時および重み付け係数変更時に初期設定する。

ただし、この場合には、前記のように白色雑音発生手段 121 から出力される信号列を単純に代入できないので、白色雑音信号と特性係数設定手段 130 からの重み付け係数等の情報に基づいて、各フィルタの記憶素子に設定すべき初期値を算出して設定する。

すなわち、前記したように、白色雑音発生手段 121 が動作初期時に発生する雑音信号 $n(1)$ を既知とすれば、定常状態で白色雑音発生手段 121 が雑音信号 $n(1)$ を発生するときに、分波回路 141 から出力されている各雑音信号 $n_1 \sim n_{P+1}$ も既知であるとともに、合成回路 145 の各サブバンド合成器 146 のフィルタの特性（伝達関数）も既知である。

また、合成回路 145 の各サブバンド合成器 146 (1) ~ 146 (P) の内部の LPF と HPF の記憶素子を前記と同様に、ともに M 段とする。

この場合、最終段のサブバンド合成器 146 (P) のフィルタの各記憶素子に正規の M 個の雑音信号が入力されるのは、初段のサブバンド合成器 146 (1) に $2P \cdot M$ 個の雑音信

号が入力されたときである。

このときの i 番目 (i は $1 \sim P$ のいずれか) のサブバンド合成器 146 (i) の LPF の m 段目 (m は $1 \sim M$ のいずれか) 記憶素子の記憶値 $L_i(m)$ と HPF の m 段目の記憶素子の記憶値 $H_i(m)$ は、

$$L_i(m) = \sum_{j=1}^{i+1} \sigma_j \cdot x_j(m)$$

$$H_i(m) = \sum_{j=1}^{i+1} \sigma_j \cdot y_j(m)$$

と表される。

ここで、 $x_j(m)$ 、 $y_j(m)$ は、 LPF と HPF の伝達関数と白色雑音発生手段 121 から出力される雑音信号から求まる定数列（重み付け係数を 1 としたときの定数列）である。

前記したように、 LPF と HPF の伝達関数と白色雑音発生手段 121 から出力される雑音信号は既知である。

したがって、定数列 $x_j(m)$ 、 $y_j(m)$ を予め求めてメモリ 131a に記憶しておき、動作初期時や重み付け係数の変更時に、上記演算によってフィルタの初期値を求めて合成回路 145 の各サブバンド合成器 146(1)～146(P) に設定すれば、直ちに所望の特性の雑音信号 $u(k)$ を出力することができる。

上記の積和演算の総演算回数は、

$$M [(P+1)^2 + (P+1) - 2]$$

となり、 $M = 24$ 、 $P + 1 = 20$ の場合、10032回となり、この積和演算は短時間に終了することができる。

そして、初期設定手段131は、この演算によって得られた初期値 $L_1(1) \sim L_1(M)$ 、 $L_2(1) \sim L_2(M)$ 、 \dots 、 $L_P(1) \sim L_P(M)$ 、 $H_1(1) \sim H_1(M)$ 、 $H_2(1) \sim H_2(M)$ 、 \dots 、 $H_P(1) \sim H_P(M)$ を、合成回路145の各サブバンド合成器146(1)～146(P)の内部のLPFとHPFの記憶素子に設定してから、白色雑音発生手段121に雑音信号出力を指示する。

なお、この初期設定を実際に白色雑音発生手段121からの雑音信号の入力で行うとすれば、前記のように $2^P \cdot M$ 個の雑音信号を入力する必要があり、その入力レートを $50Hz$ とすると約70時間もかかるてしまう。

また、仮に初期設定中のみ入力レートを上げたとしても、合成回路145が $2^P \cdot M$ 個の雑音信号を計算するのに必要な総積和演算回数が $2M^2(2^P - 1)$ であるため、前述と同様に $M = 24$ 、 $P + 1 = 20$ とした場合、60205倍の積和演算を必要とし、長時間を要する。

このように、動作初期時や特性係数変更時にフィルタ部125のデジタルフィルタの各記憶素子に初期設定することにより、フィルタ部125の内部の状態は直ちに定常状態と同一の状態に設定されるため、フィルタ部125からは、

特性係数設定手段 130 から設定された特性係数(この場合、重み付け係数)に応じた周波数特性の雑音信号を速やかに出力させることができる。

図39は、上記した雑音発生装置120の構成を含む本発明のワンダ発生装置150の全体構成を示している。

図39において、白色雑音発生手段121、フィルタ部125、特性係数設定手段130、初期設定手段131、乗算器132および振幅設定手段133は、前記雑音発生装置120のものと同一である。

このワンダ発生装置150は、乗算器132の出力 $y(k)$ を周波数シンセサイザ151に入力している。

周波数シンセサイザ151は、例えば、DDSや位相同期ループ(PLL)発振器等で構成されており、所定の中心周波数をもち、乗算器132の出力 $y(k)$ に応じて位相(即ち周波数)が変調されたクロック信号CKを出力する。

一方、特性算出手段134'は、特性係数設定手段130からの特性係数、振幅設定手段133の振幅係数Aおよび図示しない操作部等から設定されたパラメータに基づいて雑音信号 $y(k)$ の特性あるいはクロック信号CKのワンダの特性を求める。

例えば、10Hz以下の位相揺らぎであるワンダの評価量として、TIErms(τ) (Root Mean Square Time Interval Error)、ADEV(τ) (Allan Deviation)、MADEV($n\tau_0$) (Modified Allan Devia-

tion)、TDEV(nτ₀) (Time Deviation) 等がある。

これらを実際にクロック信号CKに対して測定して得ようとすれば、前記したように非常に長い時間（数時間以上）かかってしまう。

そこで、このワンド発生装置150では、特性算出手段134'において上記のワンドの特性を以下の演算を行って選択的に求めている。

TIErms (τ)

$$= [8 \int Sx(f) \sin^2(\pi f \tau) df]^{1/2}$$

ADEV (τ)

$$= [(16/\tau^2) \int Sx(f) \sin^4(\pi f \tau) df]^{1/2}$$

MADEV (nτ₀)

$$= \{ [(16/n^2 \tau_0)^2] \int [\sin^6(\pi f \tau_0) / \sin^2(\pi f \tau_0)] \cdot Sx(f) df \}^{1/2}$$

(ただし、n = 0, 1, 2, …, N)

TDEV (nτ₀)

$$= \{ (16/3n^2) \int [\sin^6(\pi f \tau_0) / \sin^2(\pi f \tau_0)] \cdot Sx(f) df \}^{1/2}$$

$$/ \sin^2(\pi f \tau_0) \cdot Sx(f) df \}^{1/2}$$

(ただし、 $n = 0, 1, 2, \dots, N$)

ここで、

$$\begin{aligned} S_x(f) &= f \cdot c [(\sigma_a \cdot u \cdot A) \sin(\pi f / f_s) / 2\pi f \\ &\quad \sin(\pi f / f_c)]^2 + |H(e^{j\pi f / f_s})|^2 \end{aligned}$$

また、記号 \int は $f = 0 \sim f = f_h$ までの積分をとるものとし、パラメータ f_h は雑音最大周波数、 τ は測定時間、 τ_0 は測定サンプリング時間、 σ_a は白色雑音の標準偏差、 f_s は白色雑音発生手段 121 のサンプリング周波数、 u は周波数シンセサイザ 151 を DDS で構成した場合の DDS の量子化ステップ、 f_c は同 D/A コンバータのクロック周波数である。

また、 A は振幅設定手段 133 からの振幅係数、 $|H(e^{j\pi f / f_s})|$ は、特性係数設定手段 131 から設定された特性係数に基づいて算出される周波数特性、 $S_x(f)$ は特性係数設定手段 131 から設定された特性係数に基づいて算出される時間誤差のパワースペクトルである。

このような演算によって得られた特性は、特性表示手段 135 によって表示器 136 に数値あるいはグラフで表示される。

しかるに上記演算は、実際のクロック信号を測定せずに、特性係数、振幅係数および前記パラメータに基づいて算出しているので、特性を短時間に求めることができる。

これにより、信号を出力させるときに、事前に、雑音信号の特性や、この雑音信号によって周波数変調されたクロック信号のワンダの特性を確認することができる。

前記実施形態では、フィルタ部125に含まれるディジタルフィルタが有限インパルス応答（FIR）型の場合について説明したが、これは本発明を限定するものでない。

すなわち、入力データを内部の複数の記憶素子にシフトしながら記憶して演算を行う構造のディジタルフィルタであればよく、例えば、無限インパルス応答（IIR）型のディジタルフィルタでも同様に適用することができる。

なお、上記ワンダ発生装置150の白色雑音発生手段121は、擬似ランダム信号発生器122(1)～122(N)の内部構造で決まる所定のアルゴリズムにしたがって、複数ビットで構成される白色雑音信号 $n(k)$ をクロック信号 C_{Kn} によって決まる一定速度で順次出力するものである。

したがって、この白色雑音発生手段121は、前記ワンダ発生装置21、21'の雑音発生手段25と同様に、前述した(1)、(2)の発明の乱数信号発生手段に相当する。

また、フィルタ部125は、白色雑音発生手段121から出力される信号列に対するフィルタリング処理を行うものである。

したがって、このフィルタ部125は、前記ワンダ発生装置21、21'の疊込み演算手段28やデータ振分手段51、重み付け手段54、合成手段56と同様に、前述した(1)、(3)、(4)、(5)の発明のフィルタ部に相当している。

また、周波数シンセサイザ151は、フィルタ部125の出力によって周波数が変調されたクロック信号CKを出力しているから、前述した(1)の発明のクロック発生手段と変調手段に相当する。

また、特性係数設定手段130は、周波数シンセサイザ151から出力されるクロック信号のワンドの特性が所望特性となるように、フィルタ部125から出力される信号列の周波数特性を決定する係数をフィルタ部125に与えている。

したがって、この特性係数設定手段130は、前述した(1), (4), (5)の発明の設定手段に相当する。

そして、このワンド発生装置150の場合も、前記ワンド発生装置21, 21' と同様に、所定のアルゴリズムにしたがって、複数ビットで構成される乱数の信号を一定速度で順次発生する乱数信号発生手段と、乱数信号発生手段から出力される乱数の信号列を受けてフィルタリング処理を行うフィルタ部と、クロック信号を発生するクロック発生手段と、クロック発生手段が発生するクロック信号の周波数をフィルタ部から出力される信号によって変調する変調手段と、変調手段によって周波数が変調されたクロック信号のワンドの特性が所望特性となるように、フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する制御信号をフィルタ部に与える設定手段とを備えている。

このため、このワンド発生装置150は、所望特性のワンドを有するクロック信号を容易に発生することができる。

また、このワンド発生装置150の初期設定手段131は、

少なくとも装置の動作初期時に、フィルタ部125に含まれる記憶素子に対して、所望特性のワンダを有するクロック信号が出力されている定常時に各記憶素子に記憶される記憶値と同等の値を、定常時の信号入力経路と異なる経路で初期設定している。

したがって、この初期設定手段131は、前述した(6)の発明の初期設定手段に相当している。

このように、このワンダ発生装置150は、初期設定手段131によってフィルタ部125の記憶素子に初期値を設定するようにしたので、所望のワンダ特性を有するクロック信号を速やかに出力することができる。

また、このワンダ発生装置150の特性算出手段134'は、周波数が変調されたクロック信号のワンダの特性を、特性係数設定手段130からフィルタ部125に設定された信号を含む情報に基づいて算出している。

したがって、この特性算出手段134'は、前述した(7)の発明の特性算出手段に相当する。

また、特性表示手段135は、特性算出手段134'によって求められたワンダ特性を表示しているので、前述した(7)の発明の特性表示手段に相当している。

このように、ワンダ発生装置150では、周波数が変調されたクロック信号のワンダの特性を特性係数設定手段130からフィルタ部125に設定された信号を含む情報に基づいて算出し、算出したワンダ特性を表示するようにしているので、実際に出力されるクロック信号のワンダ特性を測定する

ことなく、事前にその特性を把握できて便利である。

なお、上記のワンド発生装置150を、デジタル回線試験装置20の前記ワンド発生装置21、21'の代わりに用いることもできる。

この場合には、特性算出手段134'によって算出されたワンドの特性は、表示制御手段46を介して表示装置47に表示される。

以上説明したように、上記(1)の発明によるワンド発生装置は、所定のアルゴリズムにしたがって、複数ビットで構成される乱数の信号を一定速度で順次発生する乱数信号発生手段(25、121)と、前記乱数信号発生手段が発生する乱数の信号列を受けてフィルタリング処理を行うフィルタ部(28、125)と、クロック信号を発生するクロック発生手段(30、31、151)と、前記クロック発生手段が発生するクロック信号の周波数を前記フィルタ部から出力される信号によって変調する変調手段(30、151)と、前記変調手段によって周波数が変調されたクロック信号のワンドの特性が所望特性となるように、前記フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する信号を前記フィルタ部に与える設定手段(23、26、130)とを備えていることにより、所望特性のワンドを有するクロック信号を容易に発生することができる。

また、上記(2)の発明によるワンド発生装置は、上記(1)記載のワンド発生装置において、前記乱数信号発生手段が、複数の擬似ランダム信号発生器を有し、該複数の擬似ランダ

ム信号発生器がそれぞれ発生する擬似ランダム信号を合成して、前記複数ビットで構成される乱数の信号を一定速度で順次発生するように構成されていることにより、乱数の信号を理想の白色雑音に極めて近いものにすることができ、所望のワンド特性のクロック信号をより精度よく発生することができる。

また、(3)の発明によるワンド発生装置は、上記(1)記載のワンド発生装置において、前記フィルタ部は、入力信号列を順次シフトしながら記憶する複数の記憶素子と、該複数の記憶素子に記憶された記憶値と複数の係数との積和演算を行う演算手段とを含んでいることにより、演算によってフィルタリング処理を正確に行え、所望のワンド特性のクロック信号をより精度よく発生することができる。

また、上記(4)の発明によるワンド発生装置は、上記(3)記載のワンド発生装置において、前記フィルタ部は、前記乱数信号発生手段から出力された乱数の信号列を前記複数の記憶素子に記憶させて前記演算手段による積和演算を行い、前記乱数の信号列に対するフィルタリング処理を行うように構成されており、前記設定手段は、前記フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する信号として前記複数の係数を前記演算手段に設定することを特徴としているので、簡単な構成で、所望のワンド特性のクロック信号を発生することができる。

また、上記(5)の発明によるワンド発生装置は、上記(3)記載のワンド発生装置において、前記フィルタ部が、前記乱

数信号発生手段が発生する乱数の信号列を、レートがそれぞれ異なる複数の経路に振り分けるデータ振分手段（51、141）と、前記データ振分手段によって振り分けられた経路毎の信号列に対して、各経路毎に予め設定された係数によって重み付けをする重み付け手段（54、143）と、前記重み付け手段によって重み付けされた各経路の信号列を、前記複数の記憶素子と演算手段とからなる複数のサブバンド合成器によって合成し、その合成結果をフィルタリング処理結果として出力する合成手段（56、145）とを備えており、前記設定手段は、前記フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する信号として前記複数の重み係数を前記フィルタ部の前記重み付け手段に設定することを特徴としているので、出力するクロック信号のワンド特性をより高い自由度で設定することができる。

また、上記（6）の発明によるワンド発生装置は、上記（3）乃至（5）のいずれかに記載のワンド発生装置において、少なくとも装置の動作初期時に、前記フィルタ部に含まれる前記各記憶素子に対して、前記所望特性のワンドを有するクロック信号が出力されている定常時に前記各記憶素子に記憶される記憶値と同等の値を、前記定常時の信号入力経路と異なる経路で初期設定する初期設定手段（131）を備えていることにより、装置の動作初期時等に、所望のワンド特性を有するクロック信号を直ちに出力することができ、測定を迅速に開始できる。

また、上記（7）の発明によるワンド発生装置は、上記（1）

記載のワンド発生装置において、前記変調手段によって周波数が変調されたクロック信号のワンドの特性を、前記設定手段から前記フィルタ部に設定された信号を含む情報に基づいて算出する特性算出手段（134'）と、前記特性算出手段によって求められた特性を表示する特性表示手段（135）とを備えていることにより、実際に出力するクロック信号のワンド特性を事前に確認できて便利である。

また、上記（8）の発明によるディジタル回線装置は、ワンドを有する試験信号を発生するワンド発生部（21、40）と、該ワンド発生部から試験対象のディジタル回線を経由した信号を評価するワンド測定部（41、43）とを備えたディジタル回線試験装置において、前記ワンド発生部が、前記（1）乃至（7）のいずれかに記載のワンド発生装置を含み、該ワンド発生装置から出力されたクロック信号に同期した試験信号を発生するように構成されていることにより、所望のワンド特性のクロック信号と同期する試験信号を試験対象のディジタル回線に出力することができ、そのディジタル回線を経由した信号のワンド特性を測定することができる。

また、上記（9）の発明によるワンド発生装置は、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号を発生するためのワンド発生装置であって、前記クロック信号の中心周波数を決めるデータを設定するための中心周波数情報設定手段（22）と、前記所望のタイムデビエーション特性の特性情報を設定するための特性情報設定手段（23）と、前記特性情報設定手段によって設定された特性

情報に基づいて、前記所望のタイムデビエーション特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する揺らぎ信号列発生部（24）と、前記中心周波数情報設定手段によって設定されたデータと、前記揺らぎ信号列発生部から出力される揺らぎ信号列とを加算する加算器（29）と、前記加算器の出力に対応した周波数の信号を出力するダイレクトディジタルシンセサイザ（30）と、前記ダイレクトディジタルシンセサイザの出力信号を波形整形してクロック信号を出力するクロック信号出力回路（31）とを備えていることにより、所望のタイムデビエーション特性のワンドを有するクロック信号を容易に発生させることができる。

また、上記（10）の発明によるワンド発生装置は、上記（9）記載のワンド発生装置において、前記揺らぎ信号列発生部が、擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段（25）と、前記特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、前記雑音発生手段から出力された白色雑音信号の電力スペクトル密度分布を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性に近似させるための伝達関数のインパルス応答を演算するインパルス応答演算手段（26）と、前記インパルス応答演算手段の演算結果と前記雑音発生手段から出力される雑白色雑音信号との畳込み演算を行い、前記周波変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する畳込み演算手段（28）とを備え、デジタル的に揺らぎ信号列を生成していることにより、所

望のタイムデビエーション特性を満足するワンドアを有するクロック信号を精度よく発生することができる。

また、上記（11）の発明によるワンドア発生装置は、上記（10）記載のワンドア発生装置において、前記インパルス応答演算手段が、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性と前記伝達関数との誤差分に対応する補正関数によって、インパルス応答を補正することを特徴としていることにより、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドアを有するクロック信号をさらに精度よく発生することができる。

また、上記（12）の発明によるワンドア発生装置は、上記（10）記載のワンドア発生装置において、前記畳込み演算手段が、前記インパルス応答の演算結果の絶対値が小さい方の積和演算を優先的に行うことの特徴としていることにより、浮動小数点演算の際の誤差を少なくすることができる。

また、上記（13）の発明によるワンドア発生装置は、上記（10）記載のワンドア発生装置において、前記インパルス応答演算手段が、前記雑音発生手段から白色雑音信号が出力される毎に前記インパルス応答の演算を毎回行うように構成され、前記畳込み演算手段は、前記インパルス応答演算手段によって毎回算出される演算結果を用いて畳込み演算を行うことを特徴としていることにより、メモリを節約でき、装置のハードウェア構成を簡素化できる。

また、上記（14）の発明によるワンドア発生装置は、上記（9）記載のワンドア発生装置において、前記揺らぎ信号列発生部が、擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生す

る雑音発生手段（25）と、前記雑音発生手段から出力された雑音信号を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を分割する複数の帯域にそれぞれ応じた信号経路に振り分け、前記各帯域に対応したレートで出力するデータ振分手段（51）と、前記データ振分手段によって振り分けられた各レート毎の雑音信号に対して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を複数に分割する前記各帯域毎のスペクトルの大きさ応じた重み付けを行う重み付け手段（54）と、前記重み付け手段によって重み付けされた各レートの雑音信号を合成して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する合成手段（56）とを備えていることにより、任意の電力スペクトル密度分布特性の揺らぎ信号を発生することができ、インパルス応答の演算が困難な複雑なTDEVMスク特性のクロック信号を容易に発生することができる。

また、上記（15）の発明によるワンド発生装置は、上記（10）記載のワンド発生装置において、前記雑音発生手段が、それぞれ異なる初期位相でM系列の擬似ランダム符号を発生する複数（m）組の擬似ランダム信号発生手段を有し、前記各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめてmビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されていることにより、白色雑音信号を理想の白色雑音に極めて近いものにすることができる、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号をさらに精度よく発生することができる。

また、上記（16）の発明によるデジタル回線試験装置は、規定のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号を発生するためのワンド発生装置（21）と、前記ワンド発生装置から出力されたクロック信号に同期したデジタル信号を試験対象のデジタル回線に送出する送信部（40）と、前記試験対象のデジタル回線から折り返されたデジタル信号を受信するとともに、該受信したデジタル信号のクロック信号を再生する受信部（41）と、前記受信部が受信したデジタル信号の誤り測定を行う誤り測定部（42）と、前記受信部によって再生されたクロック信号のタイムデビエーション特性を測定するタイムデビエーション測定部（43）と、表示装置（47）と、前記誤り測定部の測定結果を前記表示装置に表示するとともに、前記タイムデビエーション測定部で測定されたタイムデビエーション特性を前記規定のタイムデビエーション特性と対比できるように前記表示装置に表示する表示制御手段（46）とを備えていることにより、試験対象のデジタル回線のワンドについての評価を容易に且つ効率的に行うことができるとともに、デジタル回線によるワンドの変化を表示画面上で容易に比較することができる。

また、上記（17）の発明によるデジタル回線試験装置は、上記（16）記載のデジタル回線試験装置において、前記ワンド発生装置が、前記（9）乃至（15）記載のワンド発生装置であることを特徴としているので、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号

に同期したデジタル信号を試験対象の回線に送出することができ、回線の評価を正しく行うことができるとともに、装置を小型化することができる。

また、上記(18)の発明によるワンド発生装置は、デジタルの白色性の雜音信号を発生する白色雜音発生手段(121)と、デジタル信号を内部の複数の記憶素子に順次シフトしながら記憶し、該複数の記憶素子の記憶内容についての積和演算を行うデジタルフィルタを有し、前記白色雜音発生手段から出力された雜音信号を予め設定された特性係数に対応する周波数特性の雜音信号に変換して出力するフィルタ部(125)と、前記フィルタ部に対して任意の特性係数を設定する特性係数設定手段(130)と、前記フィルタ部から出力される雜音信号に予め設定された振幅係数を乗算する乗算器(132)と、前記乗算器に任意の振幅係数を設定する振幅設定手段(133)と、前記乗算器から出力された雜音信号によって位相変調されたクロック信号を出力する周波数シンセサイザ(51)と、前記フィルタ部から前記特性係数に対応した周波数特性の雜音信号が出力されている状態における前記デジタルフィルタの各記憶素子の記憶内容と同等の雜音信号列を、少なくとも装置の動作初期時に前記デジタルフィルタの各記憶素子に初期設定する初期設定手段(131)とを備えていることにより、動作初期時等に、フィルタ部の内部状態は直ちに定常状態と同一の状態に設定されるため、特性係数設定手段から設定された特性係数に応じた周波数特性の雜音信号で位相変調されたクロック信号を速

やかに出力させることができる。

また、上記（19）の発明によるワンダ発生装置は、デジタルの白色性の雜音信号を発生する白色雜音発生手段（121）と、デジタル信号を内部の複数の記憶素子に順次シフトしながら記憶し、該複数の記憶素子の記憶内容についての積和演算を行うデジタルフィルタを有し、前記白色雜音発生手段から出力された雜音信号を予め設定された特性係数に対応する周波数特性の雜音信号に変換して出力するフィルタ部（125）と、前記フィルタ部に対して任意の特性係数を設定する特性係数設定手段（130）と、前記フィルタ部から出力される雜音信号に予め設定された振幅係数を乗算する乗算器（132）と、前記乗算器に任意の振幅係数を設定する振幅設定手段（133）と、前記乗算器から出力された雜音信号によって位相変調されたクロック信号を出力する周波数シンセサイザ（151）と、前記特性係数設定手段から設定された特性係数および振幅設定手段から設定された振幅係数に基づいて、前記乗算器から出力される雜音信号または前記周波数シンセサイザから出力されるクロック信号の特性を求める特性算出手段（134、134'）と、前記特性算出手段によって求められた特性を表示する特性表示手段（135）とを備えていることにより、雜音信号やクロック信号に対する実際の測定を行うことなく、事前にその特性が分かり便利である。

次に、本発明による位相雜音伝達特性解析装置の実施の形態について説明する。

図40は、上記(20)の発明による位相雑音伝達特性解析装置に対応する位相雑音伝達特性解析装置200の実施の形態の構成を示している。

図40において、特性指定手段210は図示しない操作部等の操作によって前記した規格化された特性を含む任意の位相雑音特性Rを指定するためのものであり、例えば、ワンドの評価に用いるTDEVの特性等を指定する。

また、パラメータ算出手段220は、特性指定手段210から指定された位相雑音特性の試験信号を試験信号生成手段230に生成させるために必要なパラメータを算出して試験信号生成手段230に出力する。

また、試験信号生成手段230は、パラメータ算出手段によって算出されたパラメータによって決定される位相雑音特性を有する試験信号S_tを生成して、出力端子200aから出力する。

ここで、試験信号生成手段230は、例えば、図41に示すように、白色雑音発生器240、フィルタ250、クロック変調器260およびデータ発生器270によって構成されている。

また、白色雑音発生器240は、広帯域にわたって振幅が一様に分布する白色ガウス性のデジタルの雑音信号Nを出力する。

この白色雑音発生器240は、例えば、互いの符号が無相関となるように出力符号の位相をずらした同一符号系列の複数の擬似ランダム信号発生器の出力を加算合成して雑音信号

Nを生成する。

また、フィルタ250は、ディジタル信号列を内部の複数の記憶素子に順次シフトしながら記憶し、その複数の記憶素子の記憶内容についての積和演算を行うディジタルフィルタを有しており、雑音発生器240から出力された雑音信号Nを予め設定された係数に対応する周波数特性の雑音信号N'に変換して出力する。

このフィルタ250は、周波数特性がフィルタ係数によって決定される单一のディジタルフィルタで構成したものや、入力信号を複数のディジタルフィルタで帯域分割し、各帯域の信号に重み付け係数を乗算して合成するように構成したものを使用することができる。

また、クロック変調器260は、例えば、DDSやPLL発振器等で構成されており、所定の中心周波数をもち、フィルタ250からの雑音信号N'に応じて位相が変調されたクロック信号CKをデータ発生器270に出力する。

このデータ発生器270は、クロック信号CKに同期した所定のパターン信号を試験信号Stとして出力する。

なお、ここでは、データ発生器270からクロック信号CKに同期したパターン信号を試験信号Stとしている。

しかるに、データ発生器270を介さずに、クロック変調器260から出力されるクロック信号CKを試験信号として直接出力してもよい。

このようにフィルタ250によって帯域制限された雑音信号によって位相変調された試験信号を生成する試験信号生成

手段 230 では、その試験信号の位相雑音特性はフィルタ 250 の特性に依存している。

そして、このフィルタ 250 の特性は、前記したフィルタ係数あるいは重み付け係数等のパラメータによって決定される。

このため、パラメータ算出手段 220 は、試験信号 S_t の位相雑音特性を特性指定手段 210 によって指定された位相雑音特性 R に近似させるためのフィルタ係数あるいは重み付け係数をパラメータとして算出して、フィルタ 250 に設定している。

また、試験信号生成手段 230 が生成した試験信号 S_t は、出力端子 200a を介して解析対象機器 1 に入力されるとともに、第 1 の位相雑音特性測定手段 300 に入力される。

この第 1 の位相雑音特性測定手段 300 は、試験信号生成手段 230 から出力された試験信号 S_t の位相雑音特性 R' を測定するためのものである。

この第 1 の位相雑音特性測定手段 300 では、例えば、図 42 に示すように、まず、クロック抽出回路 310 によって試験信号 S_t からクロック信号 C_K が抽出される。

次に、このクロック信号 C_K と基準クロック C_{Kr} との位相差が位相比較器 320 によって検出される。

そして、この検出信号からフィルタ 330 によってワンダ成分あるいはジッタ成分が抽出される。

ここで、抽出された信号成分が A/D 変換器 340 によって所定のサンプリング周期でサンプリングされてデジタル

値に変換される。

このデジタル値がTIEデータとして特性演算部350に出力される。

なお、クロック抽出回路310を省略して、試験信号生成手段230のクロック変調器260から出力されるクロック信号CKが位相比較器320に直接入力されるようにしてもよい。

また、特性演算部350は、TIEデータに基づいて試験信号S_tの位相雑音特性R'を算出する。

例えば、ワンダのTDEV特性を求める場合には、TIEデータに対して次の演算を行う。

TDEV (τ)

$$= \{ (1/6n^2) (1/m) \cdot [\sum_{i=j}^{m-1} x_i^2 - 2 \sum_{i=j}^{m-1} x_i x_{i+n} + \sum_{i=j}^{m-1} x_{i+2n}^2] \}^{1/2}$$

ここで、m=N-3n+1、 x_i はTIEデータ、Nは全サンプル数、 τ は積分時間 ($\tau = n\tau_0$)、nはサンプリング数 ($n = 1 \sim 3/N$)、 τ_0 はサンプリング周期、記号 $\sum_{i=j}^m$

$= \sum_{i=j}^m$ は $j = i \sim m$ までの総和を示す。

なお、TDEV (τ) は、最大積分時間の12倍の測定時間の全TIEデータを基にして算出される。

例えば、サンプリング周期 τ_0 が1/80秒(12.5ms)のときに、 $\tau = 1000$ 秒のTDEV (1000) を求

める場合、12000秒（80サンプル／秒×1000秒×12=96000サンプル）分のデータを使って上式の計算が行われる。

試験信号 S_t を受けた解析対象機器 1 から出力される信号 S_r は、入力端子 200b を介して第 2 の位相雑音特性測定手段 400 に入力される。

この第 2 の位相雑音特性測定手段 400 は、前述した第 1 の位相雑音特性測定手段 300 と同一構成であり、第 1 の位相雑音特性測定手段 300 による試験信号 S_t の測定と並行して、入力される信号 S_r の位相雑音特性 M を測定する。

なお、後述するように、第 1 の位相雑音特性測定手段 300 の代わりに、パラメータ算出手段 220 から出力されるパラメータに基づいて試験信号 S_t の位相雑音特性 R' を演算によって求める位相雑音特性算出手段 510 を用いるようにしてもよい。

また、近似誤差算出手段 410 は、特性指定手段 210 によって指定された位相雑音特性 R と第 1 の位相雑音特性測定手段 300 によって測定された位相雑音特性 R' との差を近似誤差 E として求める。

また、仮想特性算出手段 420 は、第 2 の位相雑音特性測定手段 400 によって測定された位相雑音特性 M を近似誤差算出手段 420 によって算出された近似誤差 E で補正して、解析対象機器 1 が特性指定手段 120 によって指定された位相雑音特性 R の試験信号を受けたと仮定したときに出力する信号の仮想位相雑音特性 M' を算出する。

また、表示手段430は、特性指定手段300によって指定された位相雑音特性Rと仮想特性算出手段420によって算出された仮想位相雑音特性M'との差を把握することができるよう表示する。

なお、この表示手段430は、特性を視認できるように出力する画像表示器やプリンタを含んでいるものとする。

次に、この位相雑音伝達特性解析装置200の動作を説明する。

まず、前記したようにワンドAについてのTDEV特性についての伝達特性を解析するために、特性指定手段210によって例えば図43に示すように、積分時間 τ_1 、 τ_2 を境界にして傾きkが α 、 β 、 γ と変化するTDEVの特性Rが指定される。

すると、パラメータ算出手段220は、この特性の積分時間 τ_1 、 τ_2 および傾きkの値等に基づいて、試験信号生成手段230がこの特性Rに近似した位相雑音特性の試験信号S_tを生成するために必要なパラメータを算出して試験信号生成手段230に設定する。

このため、試験信号生成手段230からは、図43に示すように、特性Rに近似した特性R'を有する試験信号S_tが生成される。

そして、この試験信号S_tは、出力端子200aを介して解析対象機器1に入力される。

このとき、第1の位相雑音特性測定手段300には、試験信号S_tが入力される。

また、第2の位相雑音特性測定手段400には、入力端子200bを介して解析対象機器1の出力信号S_rが入力される。

ここで、各位相雑音特性測定手段300、400による位相雑音特性の測定が並行して行われる。

そして、各位相雑音特性測定手段300、400による位相雑音特性の測定が終了すると、第1の位相雑音特性測定手段300によって図44で示した試験信号S_tのTDEVの特性R'が得られる。

第1の位相雑音特性測定手段300によって得られた特性R'は、特性指定手段210によって指定された特性Rとともに近似誤差算出手段410に入力されることにより、特性Rに対する特性R'の近似誤差Eが、例えば、図45に示すように算出される。

一方、第2の位相雑音特性測定手段400からは、例えば、図46に示すように、試験信号S_tの特性R'に対してTDEVの値が全域で大きい出力信号S_rのTDEVの特性Mが得られる。

この特性Mは、近似誤差Eとともに仮想特性算出手段420に入力されることにより、近似誤差Eによって特性Mが補正された後、図47に示すように、特性Rの試験信号が解析対象機器1に入力されたと仮定したときの出力信号の仮想特性M'が得られる。

この仮想特性M'と特性指定手段210によって指定された特性Rとが、図48に示すように対比して表示される。

ここで表示された2つの特性はともに実測されたものでなく、理論的な特性である。

しかるに、両者は、互いに対応したものであるから、両者を単純に対比することによって、その差異を正確に把握することができる。

このように、この実施形態による位相雑音伝達特性解析装置200では、解析対象機器1に実際に入力される試験信号S_tの位相雑音特性R' と、解析対象機器1の出力信号S_rの位相雑音特性Mとを、第1の位相雑音特性測定手段300および第2の位相雑音特性測定手段400によって並行して測定する。

そして、その測定結果から求めた仮想位相雑音特性M' と指定された位相雑音特性Rとの差を把握できるように表示している。

このため、短い測定時間で、指定された位相雑音特性Rと仮想特性Mとの差、即ち、指定された位相雑音特性Rについての解析対象機器1の位相雑音伝達特性を正確に把握することができるようになる。

上記した位相雑音伝達特性解析装置200では、2つの位相雑音特性測定手段300、400を有しているため構成がやや複雑になる。

次に、この点を改善した上記(21)の発明による位相雑音伝達特性解析装置に対応する位相雑音伝達特性解析装置500を図49に基づいて説明する。

この位相雑音伝達特性解析装置500は、前記した位相雑

音伝達特性解析装置 200 の第 1 の位相雑音特性測定手段 300 の代わりに位相雑音特性算出手段 510 を用いており、その他の構成は位相雑音伝達特性解析装置 200 と同一であるので、同一符号を付して説明を省略する。

この位相雑音特性算出手段 510 は、パラメータ算出手段 220 によって算出されたパラメータに基づいて、試験信号生成手段 230 が出力する試験信号 $S(t)$ の位相雑音特性 R' を演算によって求めている。

すなわち、前記した位相雑音の TDEV、TIErms、MADEV、ADEV 等の特性を求める場合、位相雑音特性算出手段 510 は、次の演算を行う。

$$\begin{aligned} & \text{TDEV}(n\tau_0) \\ &= \{(16/3n^2) \int [\sin^6(\pi f \tau_0) \\ &\quad / \sin^2(\pi f \tau_0)] \cdot Sx(f) df \}^{1/2} \end{aligned}$$

(ただし、 $n = 0, 1, 2, \dots, N$)

$$\begin{aligned} & \text{TIErms}(\tau) \\ &= [8 \int Sx(f) \sin^2(\pi f \tau) df]^{1/2} \\ & \text{ADEV}(\tau) \\ &= [(16/\tau^2) \int Sx(f) \sin^4(\pi f \tau) df]^{1/2} \\ & \text{MADEV}(n\tau_0) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \{ [16/(n^2 \tau_0)]^2 \} \cdot \int [\sin^6(\pi f \tau_0) \\
 &\quad / \sin^2(\pi f \tau_0)] \cdot Sx(f) df \}^{1/2} \\
 &\quad (\text{ただし, } n = 0, 1, 2, \dots, N)
 \end{aligned}$$

ここで、

$Sx(f)$

$$\begin{aligned}
 &= fc [(\sigma^a \cdot u \cdot A) \sin(\pi f / f_s) \\
 &\quad / 2\pi f \sin(\pi f / f_c)]^2 \cdot |H(e^{j\pi f / fs})|^2
 \end{aligned}$$

また、記号 \int は $f = 0 \sim f = f_h$ までの積分をとるものとし、パラメータ f_h は雑音最大周波数、 τ は測定時間、 τ_0 は測定サンプリング時間、 σ^a は白色雑音の標準偏差、 f_s は雑音発生器 240 のサンプリング周波数、 u はクロック変調器 260 を DDS で構成した場合の DDS の量子化ステップ、 f_c は DDS の出力を 2 値化する際に用いる D/A コンバータのクロック周波数である。

また、 A は雑音信号 N' の振幅係数、 $|H(e^{j\pi f / fs})|$ は、パラメータ算出手段 220 から出力されたパラメータに基づいて算出される周波数特性、 $Sx(f)$ はパラメータ算出手段 220 から出力されたパラメータに基づいて算出される時間誤差のパワースペクトルである。

上記のように、パラメータ算出手段 220 から出力されるパラメータから得られた時間誤差のパワースペクトル $S_x(f)$ を用いて算出した位相雑音特性 R' は、実際の試験信号生成用の回路構成に対応したものであるので、試験信号 S_t の位相雑音特性をよく表している。

したがって、この位相雑音伝達特性解析装置 500 によれば、前記した位相雑音伝達特性解析装置 200 と同様に、指定された位相雑音特性 R に対する試験信号 S_t の位相雑音特性 R' の近似誤差 E を近似誤差算出手段 410 によって求め、位相雑音特性測定手段 400 の測定によって得られた位相雑音特性 M を仮想特性算出手段 420 によって近似誤差 E で補正して、指定された位相雑音特性 R の試験信号を受けたと仮定したときに解析対象機器 1 から出力される信号の仮想位相雑音特性 M' を求め、この仮想位相雑音特性 M' と指定された位相雑音特性 R との差を把握できるように表示手段 430 によって表示すれば、前記同様に単純な特性比較によってその差異（位相雑音伝達特性）を正確に把握することができるようになる。

また、この場合でも、特性を求めるための測定を 1 回分だけ行えばよいので、短い測定時間で、解析対象機器 1 の位相雑音伝達特性を正確に把握することができる。

なお、前記した位相雑音伝達特性解析装置 200、500 では、指定された位相雑音特性 R と仮想特性 M' との差を把握できるように表示手段 430 によって両特性を表示するようにしている。

しかしに、指定された位相雑音特性Rと仮想特性M'との差を演算装置によって求め、その結果を前記のようにグラフや数値で出力するようにしてもよい。

以上説明したように、上記(20)の発明による位相雑音伝達特性解析装置は、任意の位相雑音特性を指定する特性指定手段と、前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を生成するために必要なパラメータを算出するパラメータ算出手段と、前記パラメータ算出手段によって算出されたパラメータに基づいて位相雑音特性を有する試験信号を生成する試験信号生成手段と、前記試験信号生成手段が生成した試験信号の位相雑音特性を測定する第1の位相雑音特性測定手段と、前記試験信号生成手段が生成した試験信号を外部の解析対象に出力するための出力端子と、前記試験信号を受けた解析対象から出力される信号を入力させるための入力端子と、前記試験信号に対する前記第1の位相雑音特性測定手段の位相雑音特性の測定と並行して、前記入力端子から入力される信号の位相雑音特性を測定する第2の位相雑音特性測定手段と、前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記第1の位相雑音特性測定手段によって測定された位相雑音特性との差を近似誤差として求める近似誤差算出手段と、前記第2の位相雑音特性測定手段によって測定された位相雑音特性を前記近似誤差算出手段によって算出された近似誤差で補正して、前記解析対象が前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を受けたと仮定したときに出力する信号の仮想位相雑音特性を算出する仮想特

性算出手段とを備え、前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記仮想特性算出手段によって算出された仮想位相雑音特性との差を把握できるようにしている。

また、上記（21）の発明による位相雑音伝達特性解析装置は、任意の位相雑音特性を指定する特性指定手段と、前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を生成するために必要なパラメータを算出するパラメータ算出手段と、前記パラメータ算出手段によって算出されたパラメータに基づいて位相雑音特性を有する試験信号を生成する試験信号生成手段と、前記パラメータ算出手段によって算出されたパラメータに基づいて、前記試験信号生成手段が生成する試験信号の位相雑音特性を算出する位相雑音特性算出手段と、前記試験信号生成が生成した試験信号を外部の解析対象に出力するための出力端子と、前記試験信号を受けた解析対象から出力される信号を入力させるための入力端子と、前記入力端子から入力される信号の位相雑音特性を測定する位相雑音特性測定手段と、前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記位相雑音特性算出手段によって算出された位相雑音特性との差を近似誤差として求める近似誤差算出手段と、前記位相雑音特性測定手段によって測定された位相雑音特性を前記近似誤差算出手段によって算出された近似誤差で補正して、前記解析対象が前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を受けたと仮定したときに出力する信号の仮想位相雑音特性を算出する仮想特性算出手段とを備え、前記特性指定手段によって指定された位相雑音

特性と前記仮想特性算出手段によって算出された仮想位相雑音特性との差を把握できるようにしている。

これにより、上記（20）および（21）の発明による位相雑音伝達特性解析装置によれば、短い測定時間で、特性指定手段によって指定された位相雑音特性と仮想特性算出手段によって算出された仮想位相雑音特性との差、即ち、指定された位相雑音特性についての解析対象の位相雑音伝達特性を正確に把握することができる。

したがって、本発明によれば、所望特性のワンドを有するクロック信号を容易に且つ精度良く発生させることができるワンド発生装置およびこのワンド発生装置を用いるデジタル回線試験装置を提供することが可能となる。

また、本発明によれば、例えば、所望特性のワンドを有するクロック信号を容易に且つ精度良く発生させることができるとワンド発生装置を用いて、短い測定時間で、指定した特性に対して正しい評価ができる位相雑音伝達特性解析装置を提供することが可能となる。

請求の範囲

1. 所定のアルゴリズムにしたがって、複数ビットで構成される乱数の信号を一定速度で順次発生する乱数信号発生手段と、

前記乱数信号発生手段が発生する乱数の信号列を受けてフィルタリング処理を行うフィルタ部と、

クロック信号を発生するクロック発生手段と、

前記クロック発生手段が発生するクロック信号の周波数を前記フィルタ部から出力される信号によって変調する変調手段と、

前記変調手段によって周波数が変調されたクロック信号のワンドの特性が所望特性となるように、前記フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する信号を前記フィルタ部に与える設定手段と、

を備えるワンド発生装置。

2. 前記乱数信号発生手段は、

複数の擬似ランダム信号発生器を有し、該複数の擬似ランダム信号発生器がそれぞれ発生する擬似ランダム信号を合成して、前記複数ビットで構成される乱数の信号を一定速度で順次発生するように構成されていることを特徴とする請求の範囲 1. 記載のワンド発生装置。

3. 前記フィルタ部は、

入力信号列を順次シフトしながら記憶する複数の記憶素子と、該複数の記憶素子に記憶された記憶値と複数の係数との

積和演算を行う演算手段とを含んでいることを特徴とする請求の範囲1. 記載のワンド発生装置。

4. 前記フィルタ部は、

前記乱数信号発生手段から出力された乱数の信号列を前記複数の記憶素子に記憶させて前記演算手段による積和演算を行い、前記乱数の信号列に対するフィルタリング処理を行うように構成されており、

前記設定手段は、

前記フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する信号として前記複数の係数を前記演算手段に設定することを特徴とすることを特徴とする請求の範囲3. 記載のワンド発生装置。

5. 前記フィルタ部は、

前記乱数信号発生手段が発生する乱数の信号列を、レートがそれぞれ異なる複数の経路に振り分けるデータ振分手段と、

前記データ振分手段によって振り分けられた経路毎の信号列に対して、各経路毎に予め設定された係数によって重み付けをする重み付け手段と、

前記重み付け手段によって重み付けされた各経路の信号列を、前記複数の記憶素子と演算手段とからなる複数のサブバンド合成器によって合成し、その合成結果をフィルタリング処理結果として出力する合成手段とを備えており、

前記設定手段は、前記フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する信号として前記複数の重み係数を前記フィルタ部の前記重み付け手段に設定すること

を特徴とすることを特徴とする請求の範囲3. 記載のワンド発生装置。

6. 少なくとも装置の動作初期時に、前記フィルタ部に含まれる前記各記憶素子に対して、前記所望特性のワンドを有するクロック信号が出力されている定常時に前記各記憶素子に記憶される記憶値と同等の値を、前記定常時の信号入力経路と異なる経路で初期設定する初期設定手段をさらに備えていることを特徴とする請求の範囲3. または5. 記載のワンド発生装置。

7. 前記変調手段によって周波数が変調されたクロック信号のワンドの特性を、前記設定手段から前記フィルタ部に設定された信号を含む情報に基づいて算出する特性算出手段と、

前記特性算出手段によって求められた特性を表示する特性表示手段とをさらに備えていることを特徴とする請求の範囲1. 記載のワンド発生装置。

8. ワンドを有する試験信号を発生するワンド発生部と、前記ワンド発生部から試験対象のデジタル回線を経由した信号を評価するワンド測定部とを備え、

前記ワンド発生部が、前記請求の範囲1. 乃至7. のいずれかに記載のワンド発生装置を含み、

該ワンド発生装置から出力されたクロック信号に同期した試験信号を発生するように構成されていることを特徴とするデジタル回線試験装置。

9. 所望のタイムデビエーション特性を満足するワンド

を有するクロック信号を発生するためのワンド発生装置であつて、

前記クロック信号の中心周波数を決めるデータを設定するための中心周波数情報設定手段と、

前記所望のタイムデビエーション特性の特性情報を設定するための特性情報設定手段と、

前記特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、前記所望のタイムデビエーション特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する搖らぎ信号列を発生する搖らぎ信号列発生部と、

前記中心周波数情報設定手段によって設定されたデータと、前記搖らぎ信号列発生部から出力される搖らぎ信号列とを加算する加算器と、

前記加算器の出力に対応した周波数の信号を出力するダイレクトディジタルシンセサイザと、

前記ダイレクトディジタルシンセサイザの出力信号を波形整形してクロック信号を出力するクロック信号出力回路とを備えていることを特徴とするワンド発生装置。

10. 前記搖らぎ信号列発生部は、

擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段と、

前記特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、前記雑音発生手段から出力された白色雑音信号の電力スペクトル密度分布を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性に近似させるための伝達関数のインパルス応答を

演算するインパルス応答演算手段と、

前記インパルス応答演算手段の演算結果と前記雑音発生手段から出力される雑白色雑音信号との畳込み演算を行い、前記周波変動の電力スペクトル密度分布特性を有する搖らぎ信号列を発生する畳込み演算手段とを備えていることを特徴とする請求の範囲9. 記載のワンダ発生装置。

11. 前記インパルス応答演算手段は、

前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性と前記伝達関数との誤差分に対応する補正関数によって、インパルス応答を補正することを特徴とする請求の範囲10. 記載のワンダ発生装置。

12. 前記畳込み演算手段は、

前記インパルス応答の演算結果の絶対値が小さい方の積和演算を優先的に行うことの特徴とする請求の範囲10. 記載のワンダ発生装置。

13. 前記インパルス応答演算手段は、

前記雑音発生手段から白色雑音信号が出力される毎に前記インパルス応答の演算を毎回行うように構成され、

前記畳込み演算手段は、

前記インパルス応答演算手段によって毎回算出される演算結果を用いて畳込み演算を行うことを特徴とする請求の範囲10. 記載のワンダ発生装置。

14. 前記搖らぎ信号列発生部は、

擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段と、

前記雑音発生手段から出力された雑音信号を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を分割する複数の帯域にそれぞれ応じた信号経路に振り分け、前記各帯域に対応したレートで出力するデータ振分手段と、

前記データ振分手段によって振り分けられた各レート毎の雑音信号に対して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を複数に分割する前記各帯域毎のスペクトルの大きさ応じた重み付けを行う重み付け手段と、

前記重み付け手段によって重み付けされた各レートの雑音信号を合成して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する合成手段とを備えていることを特徴とする請求の範囲9. 記載のワンド発生装置。

15. 前記雑音発生手段は、

それぞれ異なる初期位相でM系列の擬似ランダム符号を発生する複数(m)組の擬似ランダム信号発生手段を有し、

前記各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめてmビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されていることを特徴とする請求の範囲10. または14. 記載のワンド発生装置。

16. 規定のタイムデビエーション特性を満足するワンドを有するクロック信号を発生するためのワンド発生装置と、

前記ワンド発生装置から出力されたクロック信号に同期したディジタル信号を試験対象のディジタル回線に送出する送信部と、

前記試験対象のディジタル回線から折り返されたディジタ

ル信号を受信するとともに、該受信したデジタル信号のクロック信号を再生する受信部と、

前記受信部が受信したデジタル信号の誤り測定を行う誤り測定部と、

前記受信部によって再生されたクロック信号のタイムデビエーション特性を測定するタイムデビエーション測定部と、表示装置と、

前記誤り測定部の測定結果を前記表示装置に表示するとともに、前記タイムデビエーション測定部で測定されたタイムデビエーション特性を前記規定のタイムデビエーション特性と対比できるように前記表示装置に表示する表示制御手段と、を備えるデジタル回線試験装置。

17. 前記ワンド発生装置が、請求の範囲9.乃至15.のいずれかに記載のワンド発生装置であることを特徴とする請求の範囲16.記載のデジタル回線試験装置。

18. デジタルの白色性の雑音信号を発生する白色雑音発生手段と、

デジタル信号を内部の複数の記憶素子に順次シフトしながら記憶し、該複数の記憶素子の記憶内容についての積和演算を行うデジタルフィルタを有し、前記白色雑音発生手段から出力された雑音信号を予め設定された特性係数に対応する周波数特性の雑音信号に変換して出力するフィルタ部と、

前記フィルタ部に対して任意の特性係数を設定する特性係数設定手段(130)と、

前記フィルタ部から出力される雑音信号に予め設定された

振幅係数を乗算する乗算器と、

前記乗算器に任意の振幅係数を設定する振幅設定手段と、

前記乗算器から出力された雑音信号によって位相変調されたクロック信号を出力する周波数シンセサイザと、

前記フィルタ部から前記特性係数に対応した周波数特性の雑音信号が出力されている状態における前記デジタルフィルタの各記憶素子の記憶内容と同等の雑音信号列を、少なくとも装置の動作初期時に前記デジタルフィルタの各記憶素子に初期設定する初期設定手段と、

を備えるデジタル回線試験装置。

19. デジタルの白色性の雑音信号を発生する白色雑音発生手段と、

デジタル信号を内部の複数の記憶素子に順次シフトしながら記憶し、該複数の記憶素子の記憶内容についての積和演算を行うデジタルフィルタを有し、前記白色雑音発生手段から出力された雑音信号を予め設定された特性係数に対応する周波数特性の雑音信号に変換して出力するフィルタ部と、

前記フィルタ部に対して任意の特性係数を設定する特性係数設定手段と、

前記フィルタ部から出力される雑音信号に予め設定された振幅係数を乗算する乗算器と、

前記乗算器に任意の振幅係数を設定する振幅設定手段と、

前記乗算器から出力された雑音信号によって位相変調されたクロック信号を出力する周波数シンセサイザと、

前記特性係数設定手段から設定された特性係数および振幅

設定手段から設定された振幅係数に基づいて、前記乗算器から出力される雑音信号または前記周波数シンセサイザから出力されるクロック信号の特性を求める特性算出手段と、

前記特性算出手段によって求められた特性を表示する特性表示手段と、

を備えるデジタル回線試験装置。

20. 任意の位相雑音特性を指定する特性指定手段と、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を生成するために必要なパラメータを算出するパラメータ算出手段と、

前記パラメータ算出手段によって算出されたパラメータに基づいて位相雑音特性を有する試験信号を生成する試験信号生成手段と、

前記試験信号生成手段が生成した試験信号の位相雑音特性を測定する第1の位相雑音特性測定手段と、

前記試験信号生成手段が生成した試験信号を外部の解析対象に出力するための出力端子と、

前記試験信号を受けた解析対象から出力される信号を入力させるための入力端子と、

前記試験信号に対する前記第1の位相雑音特性測定手段の位相雑音特性の測定と並行して、前記入力端子から入力される信号の位相雑音特性を測定する第2の位相雑音特性測定手段と、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記第1の位相雑音特性測定手段によって測定された位相雑音特

性との差を近似誤差として求める近似誤差算出手段と、

前記第2の位相雑音特性測定手段によって測定された位相雑音特性を前記近似誤差算出手段によって算出された近似誤差で補正して、前記解析対象が前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を受けたと仮定したときに出力する信号の仮想位相雑音特性を算出する仮想特性算出手段とを備え、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記仮想特性算出手段によって算出された仮想位相雑音特性との差を把握できるようにしていることを特徴とする位相雑音伝達特性解析装置。

21. 任意の位相雑音特性を指定する特性指定手段と、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を生成するために必要なパラメータを算出するパラメータ算出手段と、

前記パラメータ算出手段によって算出されたパラメータに基づいて位相雑音特性を有する試験信号を生成する試験信号生成手段と、

前記パラメータ算出手段によって算出されたパラメータに基づいて、前記試験信号生成手段が生成する試験信号の位相雑音特性を算出する位相雑音特性算出手段と、

前記試験信号生成が生成した試験信号を外部の解析対象に出力するための出力端子と、

前記試験信号を受けた解析対象から出力される信号を入力させるための入力端子と、

前記入力端子から入力される信号の位相雑音特性を測定する位相雑音特性測定手段と、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記位相雑音特性算出手段によって算出された位相雑音特性との差を近似誤差として求める近似誤差算出手段と、

前記位相雑音特性測定手段によって測定された位相雑音特性を前記近似誤差算出手段によって算出された近似誤差で補正して、前記解析対象が前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性の試験信号を受けたと仮定したときに出力する信号の仮想位相雑音特性を算出する仮想特性算出手段とを備え、

前記特性指定手段によって指定された位相雑音特性と前記仮想特性算出手段によって算出された仮想位相雑音特性との差を把握できるようにしていることを特徴とする位相雑音伝達特性解析装置。

要 約 書

ワンダ発生装置は、乱数信号発生部と、フィルタ部と、クロック発生部と、変調部と、設定部とを有する。前記乱数信号発生部は、所定のアルゴリズムにより、複数ビットで構成される乱数の信号を一定速度で順次発生する。前記フィルタ部は、前記乱数信号発生部が発生する乱数の信号列を受けてフィルタリング処理を行う。前記クロック発生部は、クロック信号を発生する。前記変調部は、前記クロック発生部が発生するクロック信号の周波数を前記フィルタ部から出力される信号によって変調する。前記設定部は、前記変調部によって周波数が変調されたクロック信号のワンダの特性が所望特性となるように、前記フィルタ部から出力される信号列のスペクトラムの各振幅値を設定する信号を前記フィルタ部に与える。

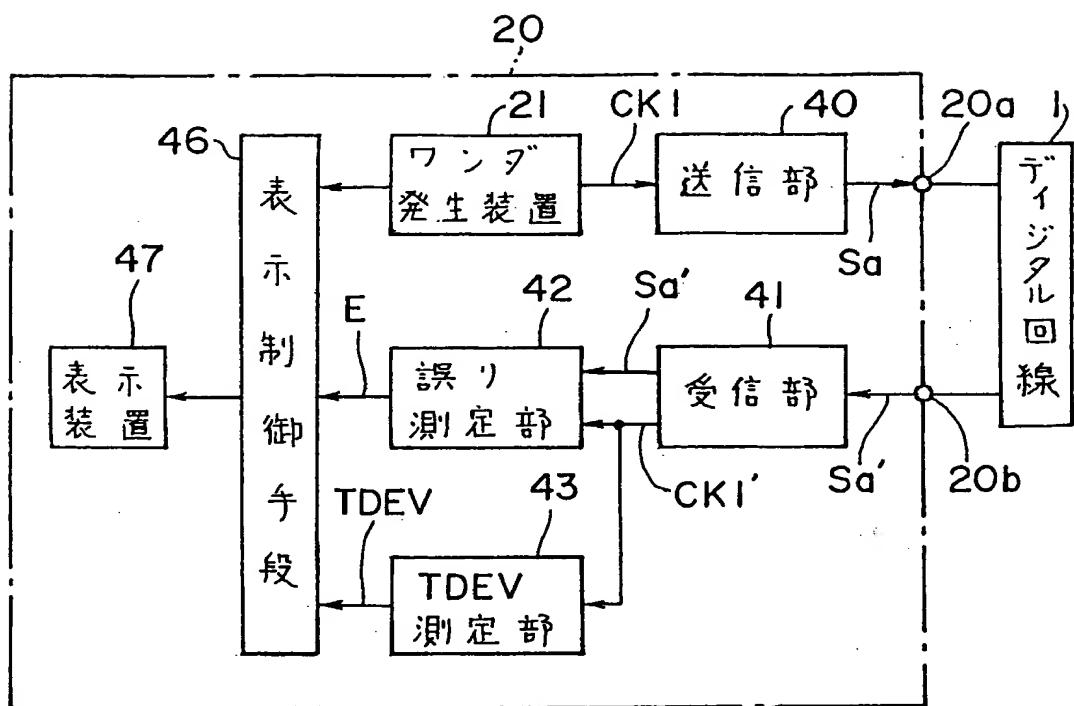


FIG. 1

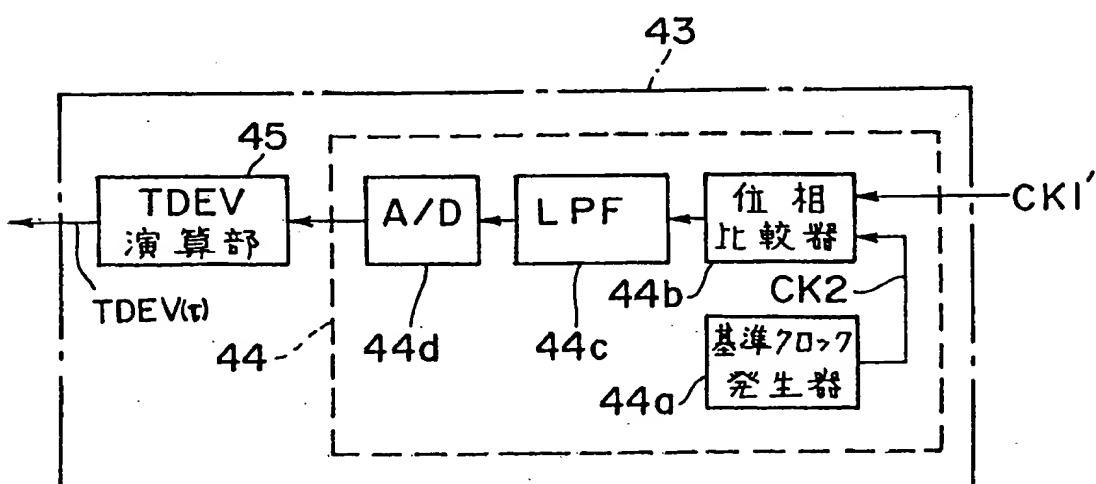


FIG. 2

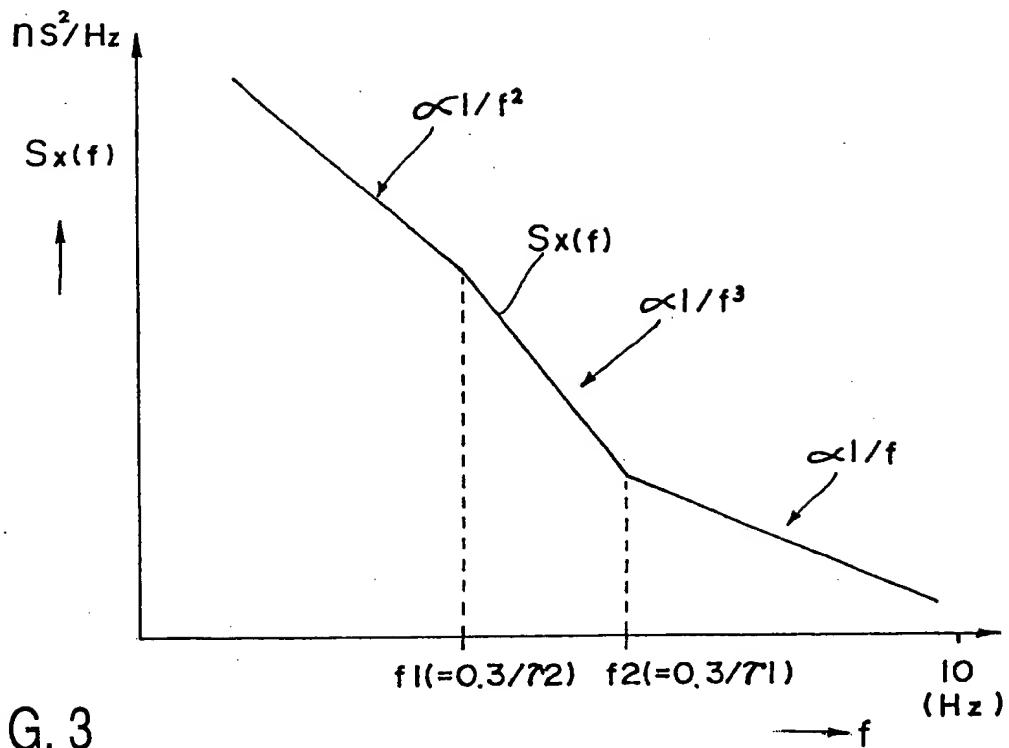


FIG. 3

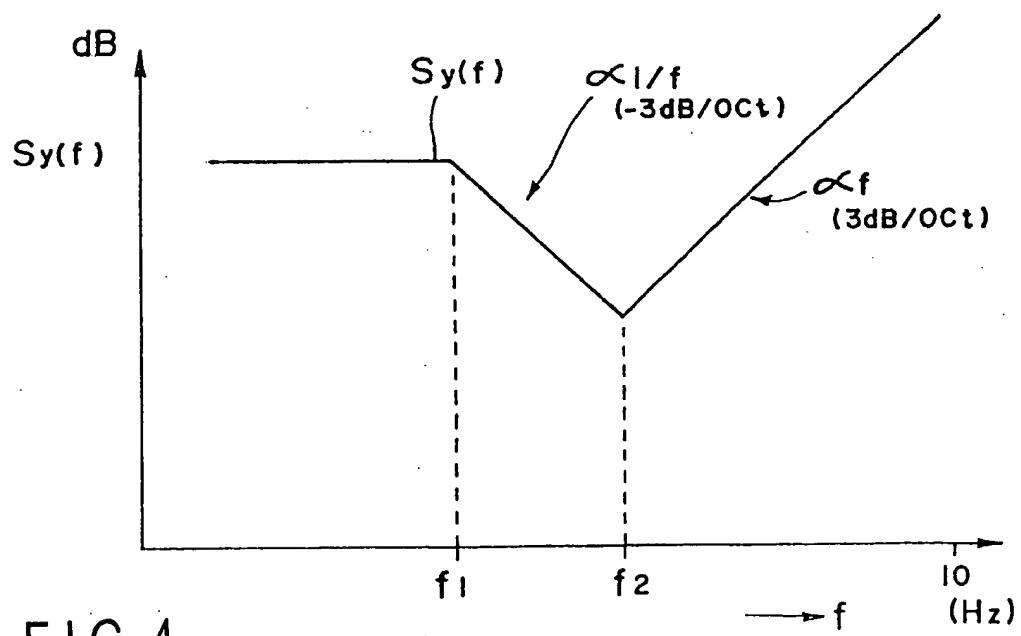


FIG. 4

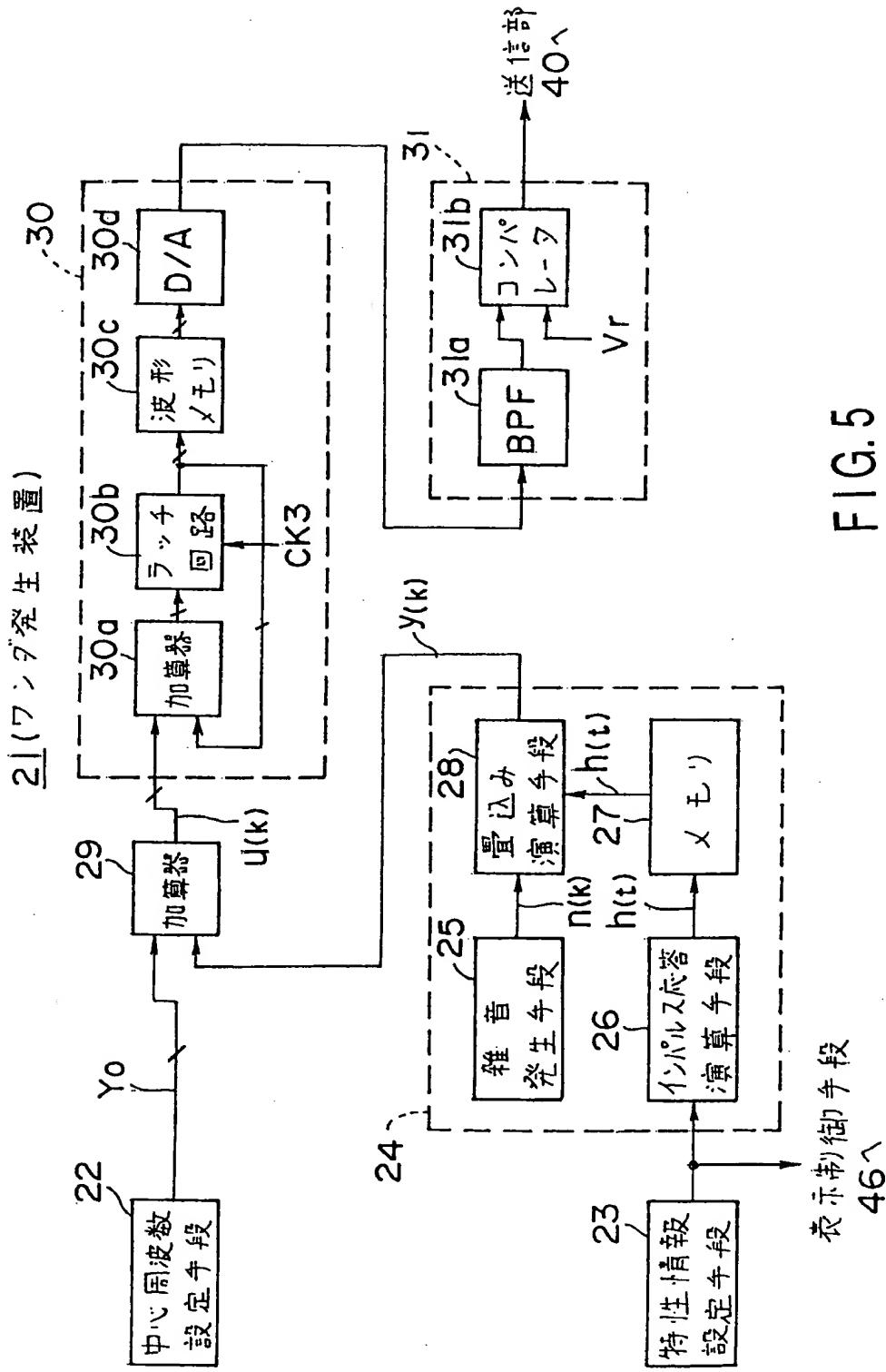
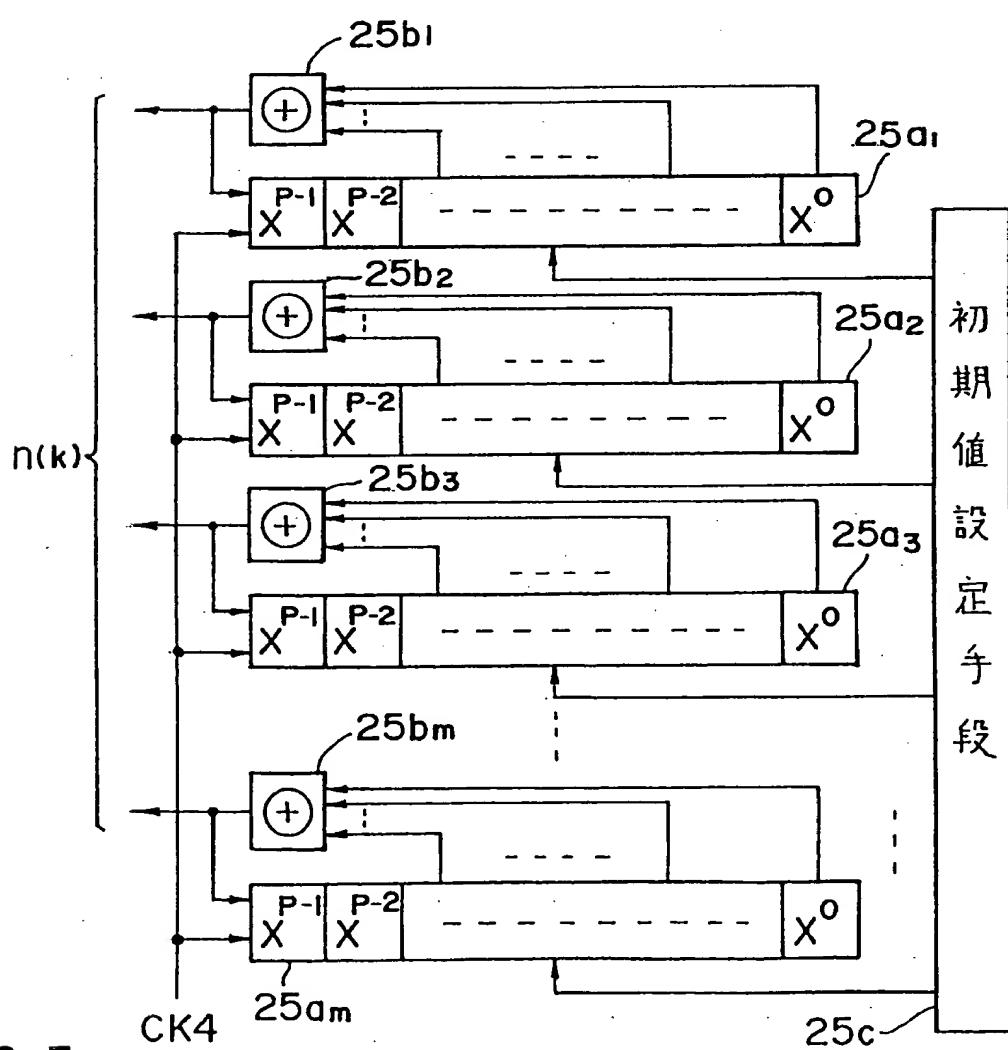
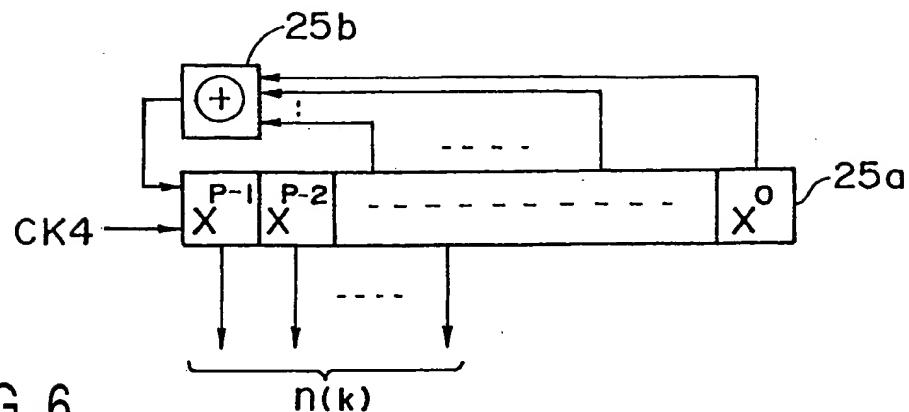


FIG. 5



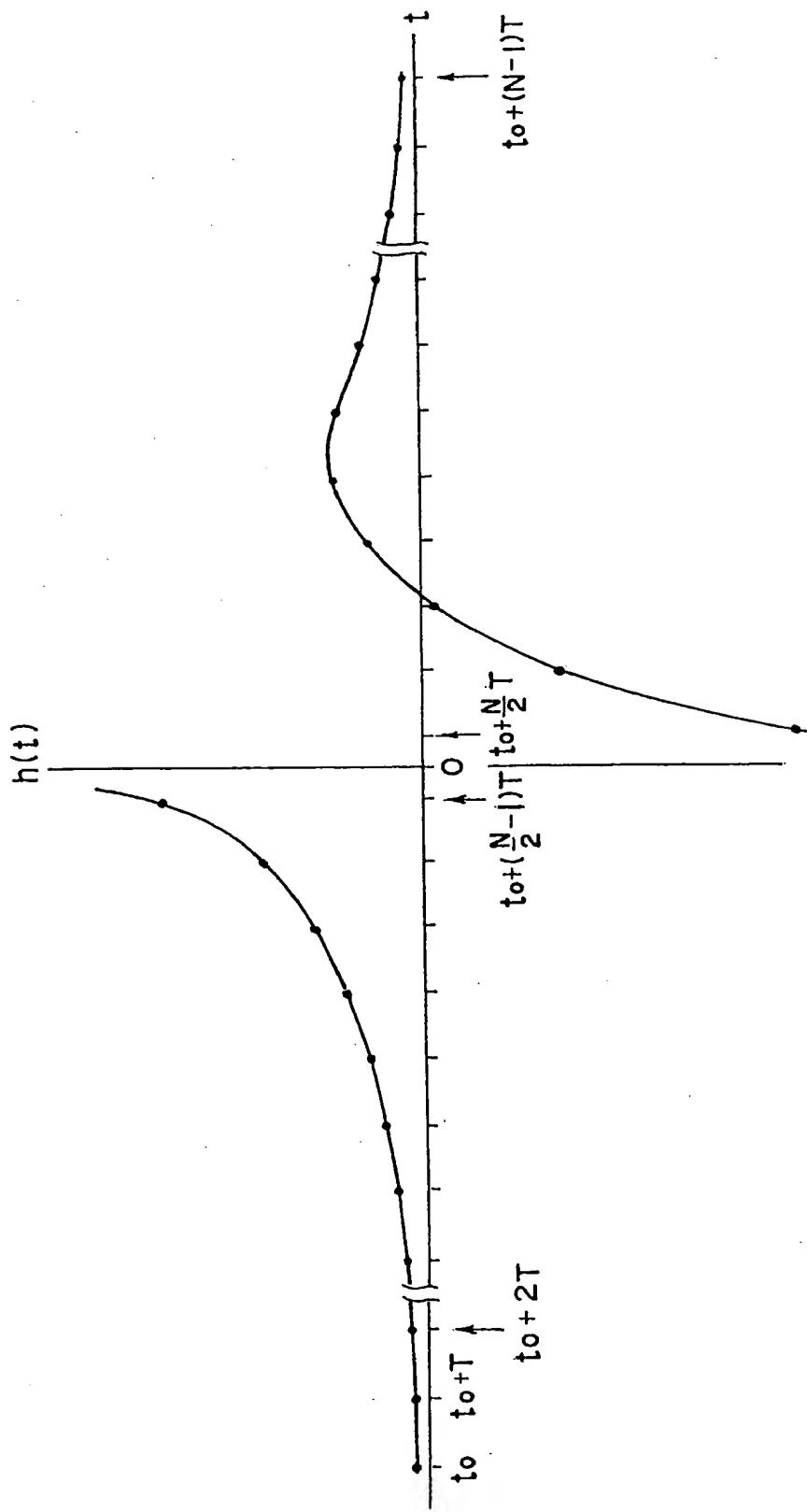


FIG. 8

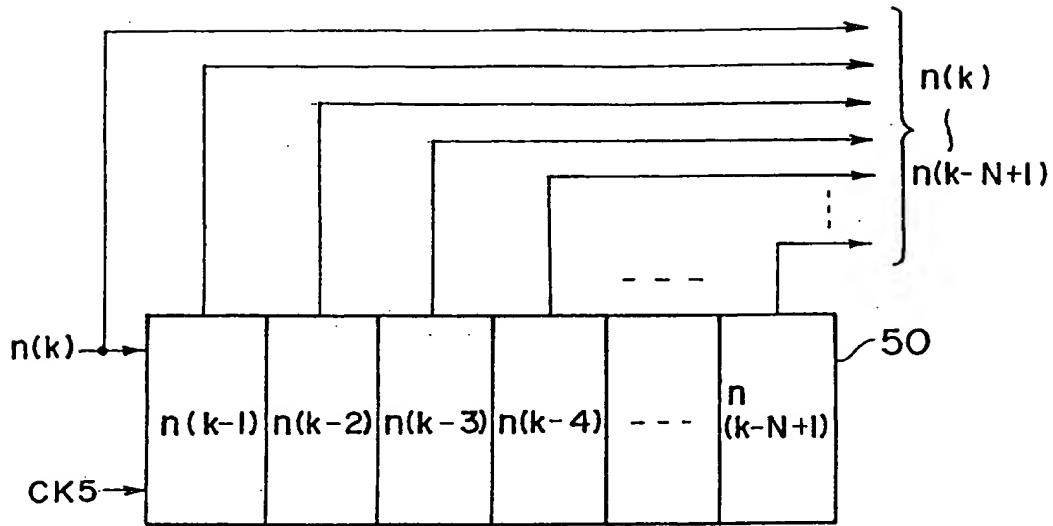


FIG. 9

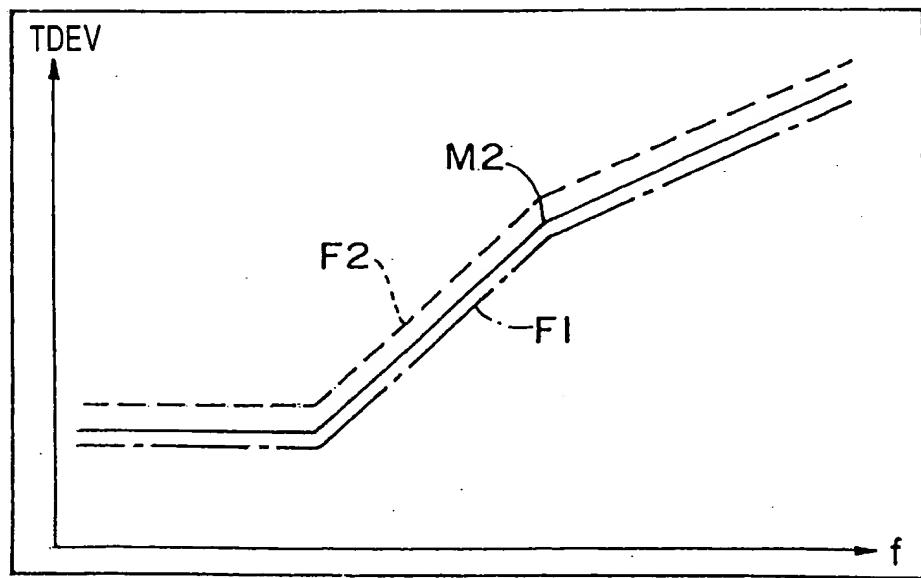
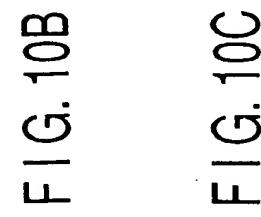
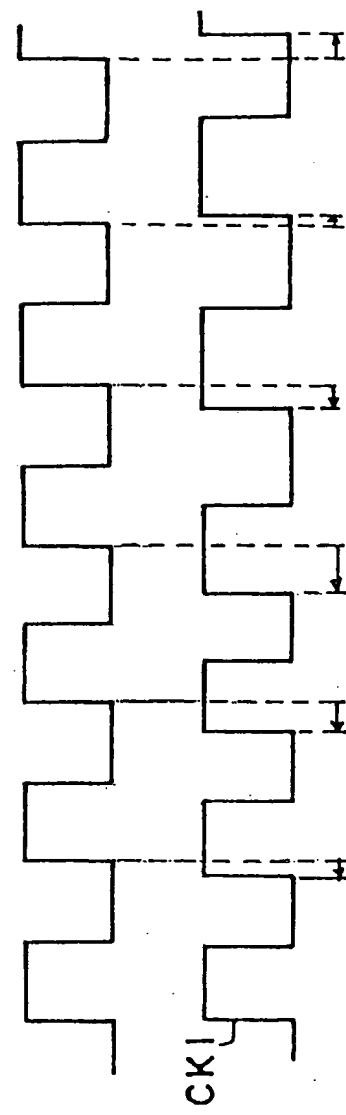
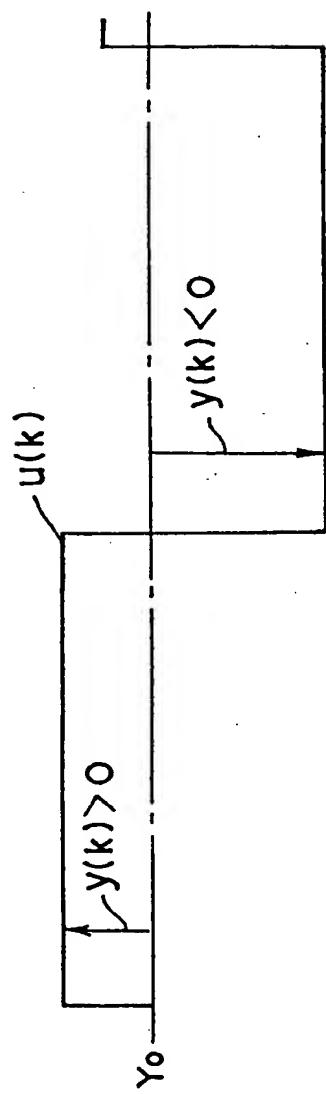


FIG. 11



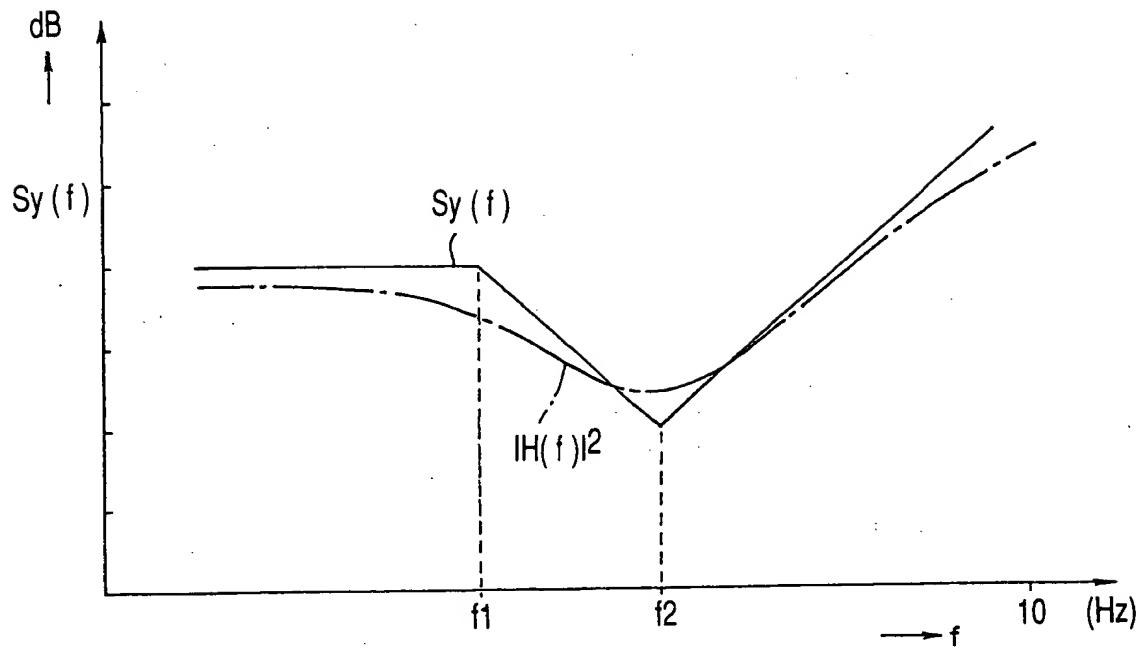


FIG. 12

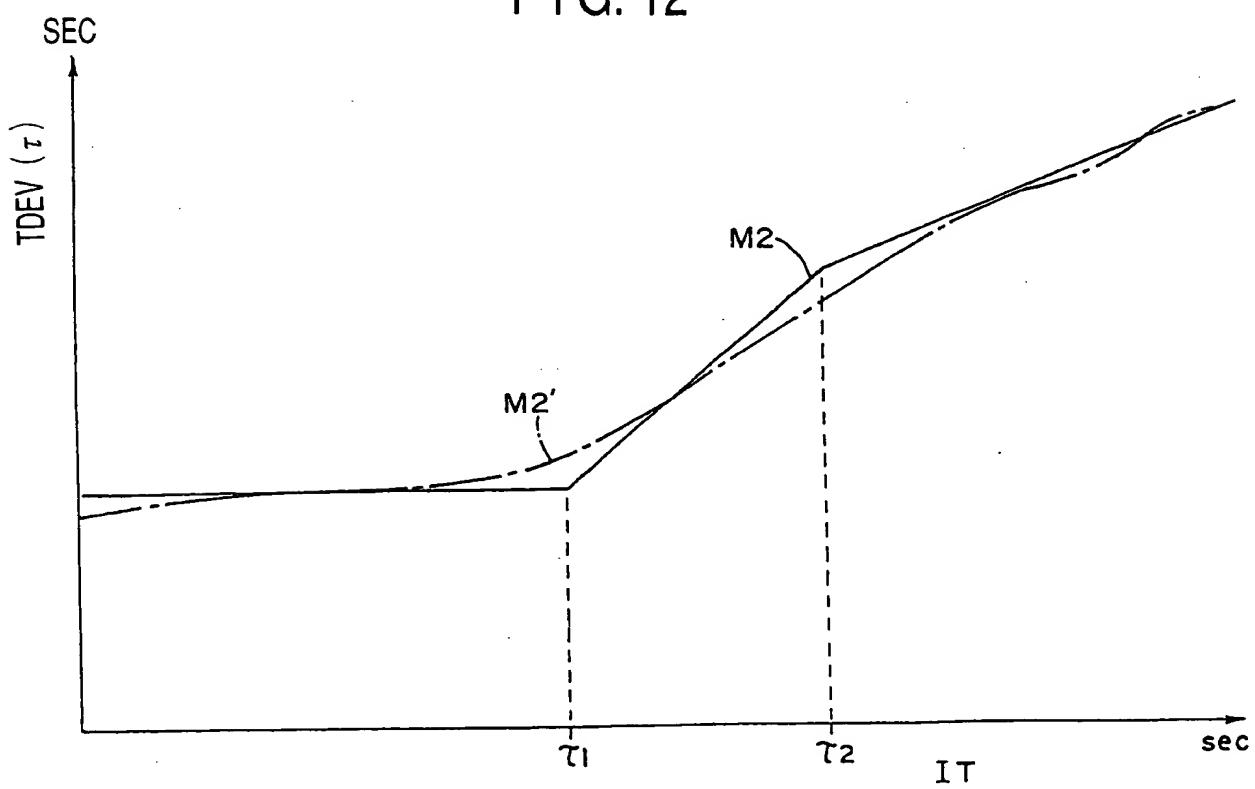


FIG. 13

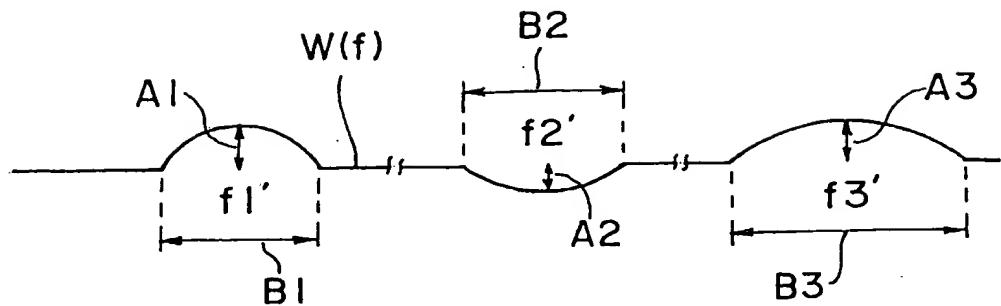


FIG. 14

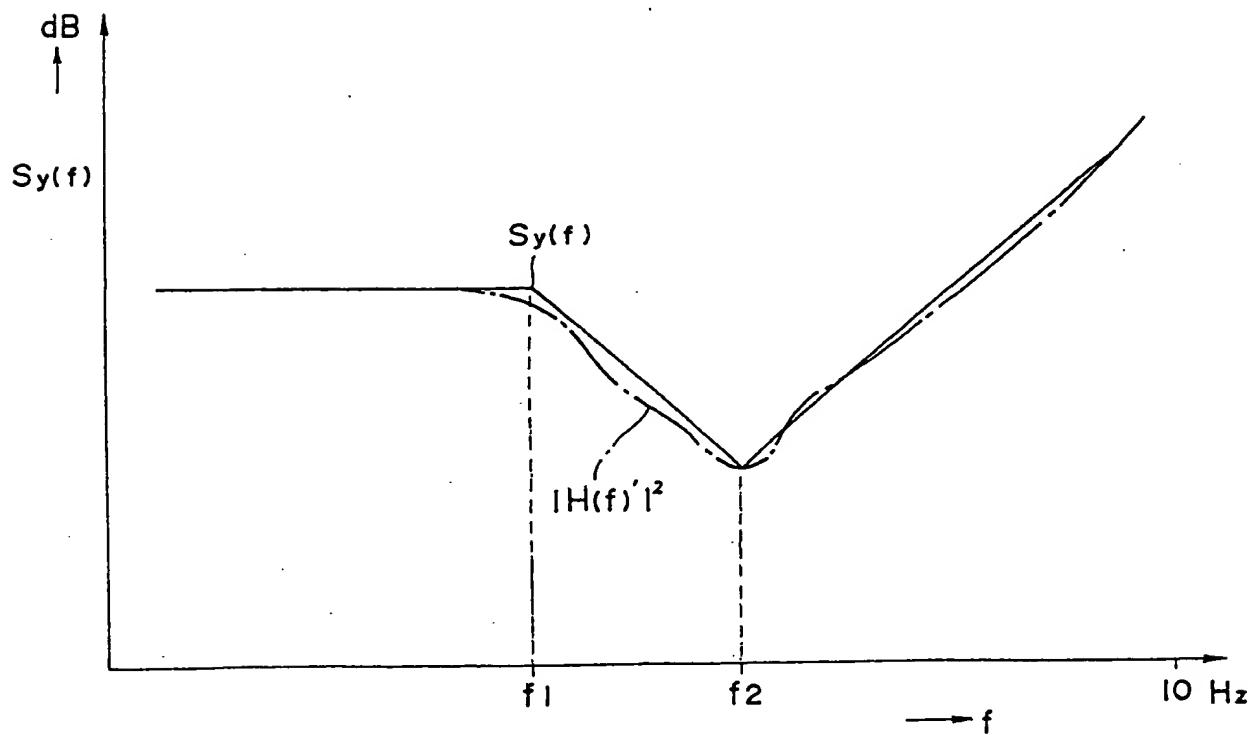


FIG. 15

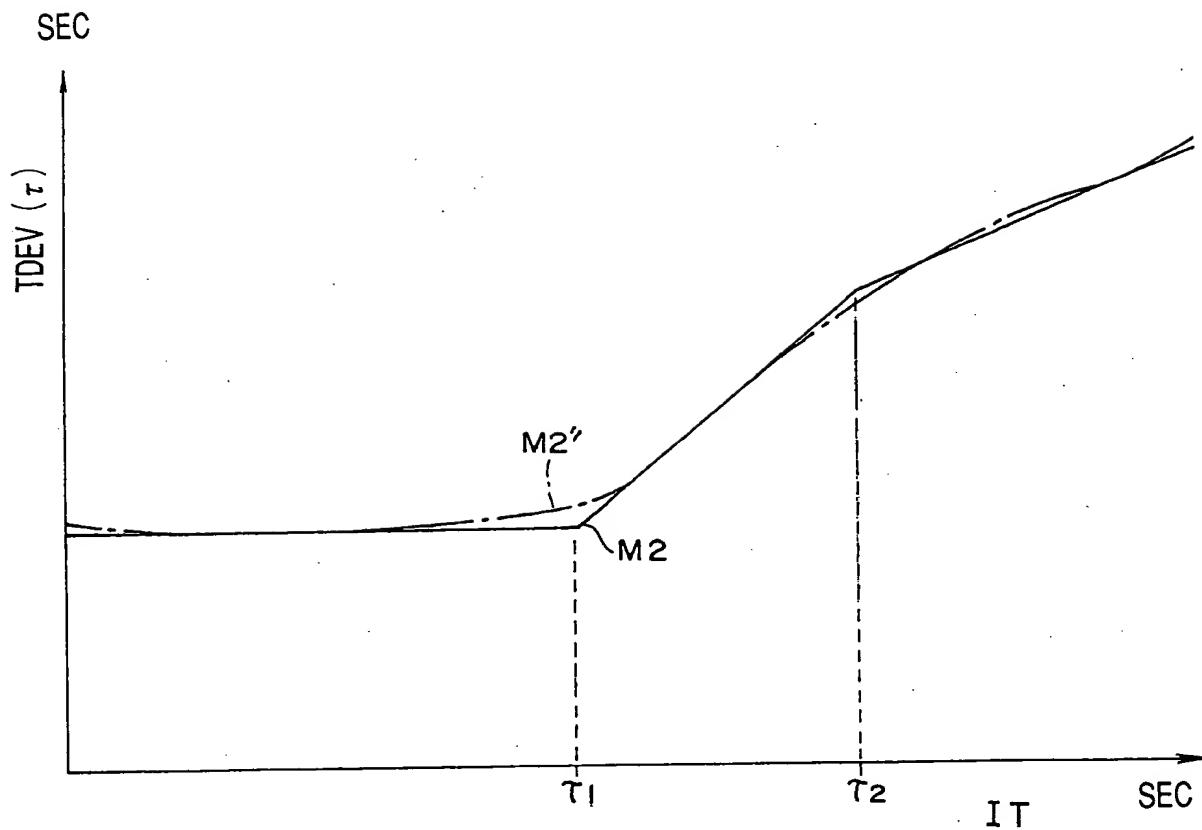


FIG. 16

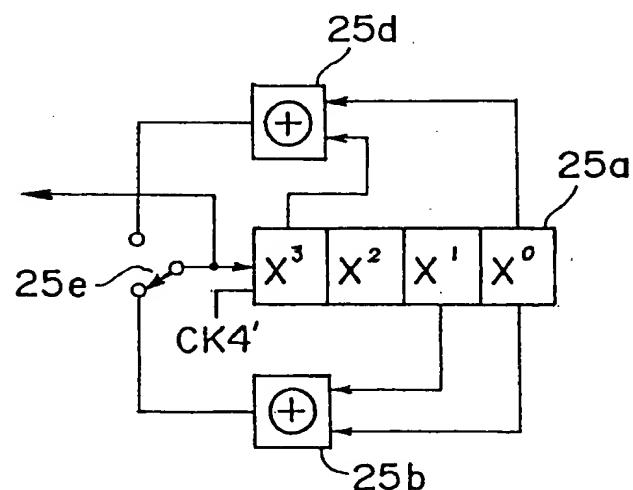


FIG. 17

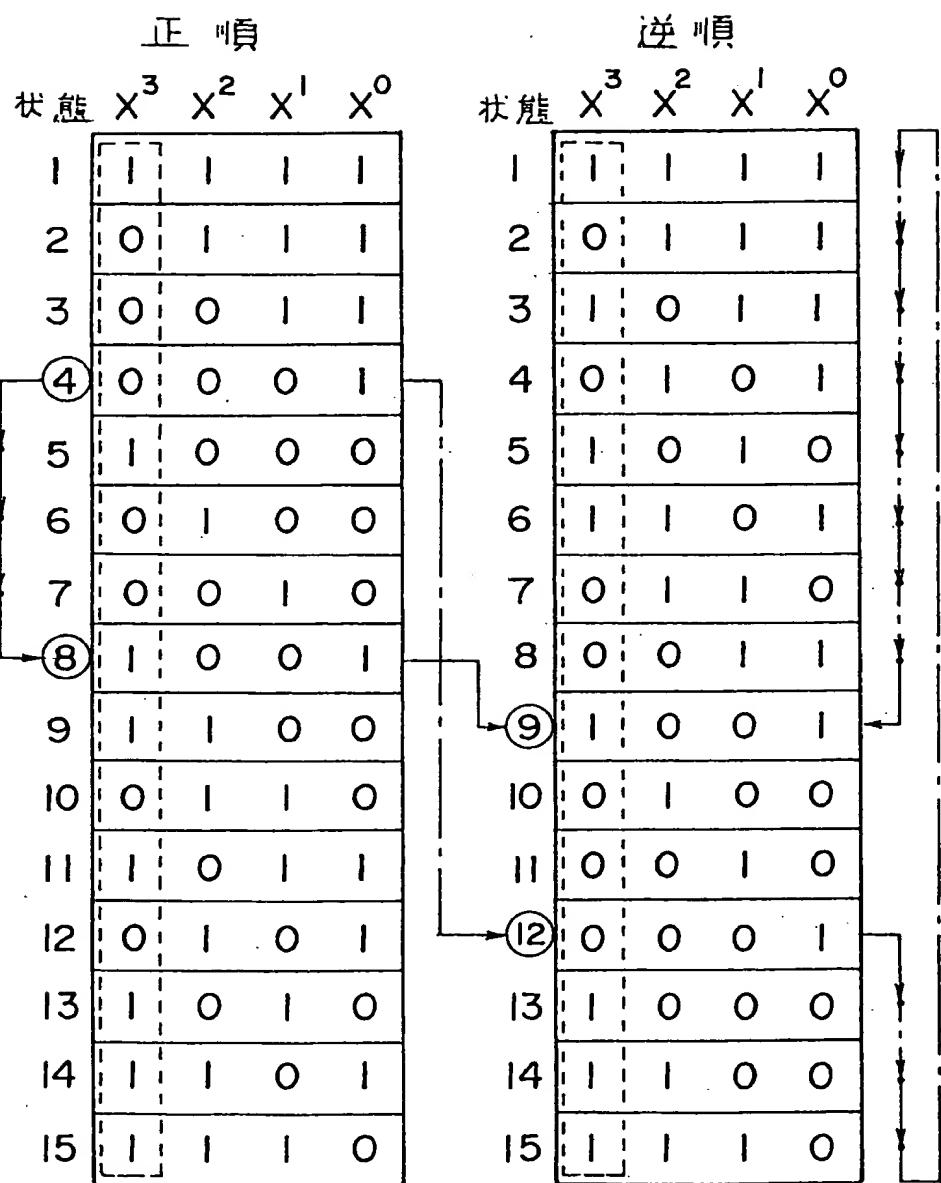
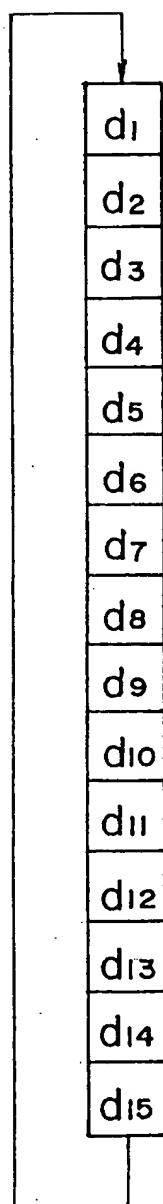


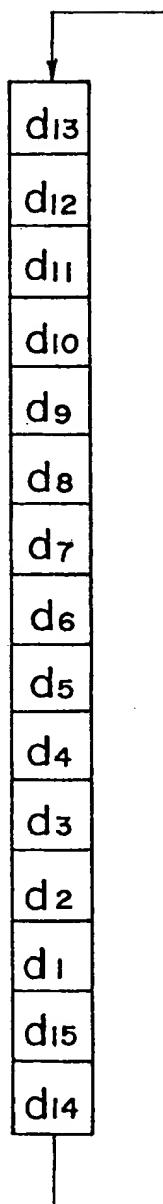
FIG. 18A

FIG. 18B

正順



逆順



状態対応	
正順	逆順
1	1
2	2
3	8
4	12
5	13
6	10
7	11
8	9
9	14
10	7
11	3
12	4
13	5
14	6
15	15

FIG. 19A

FIG. 19B

FIG. 20

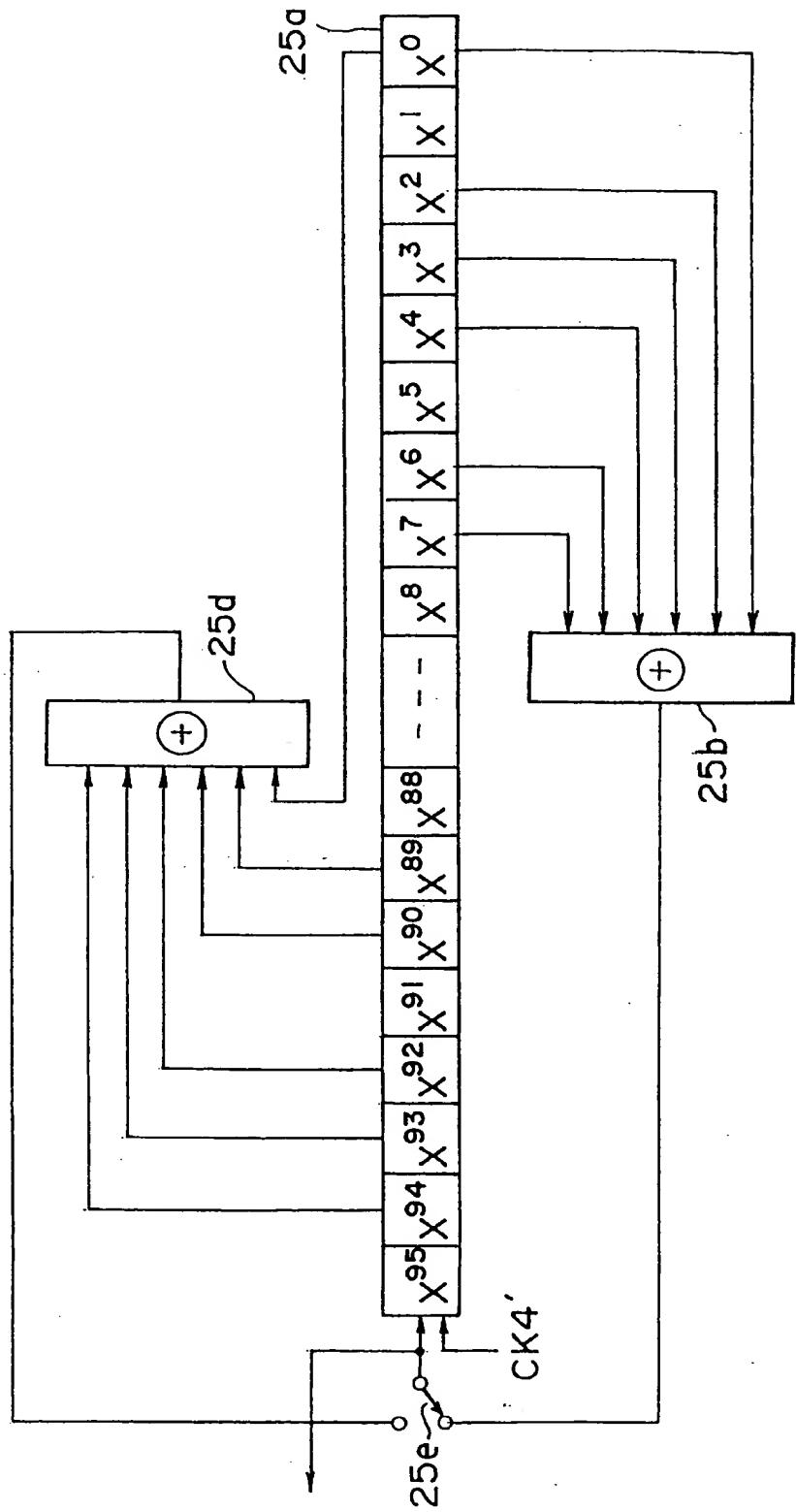


FIG. 21

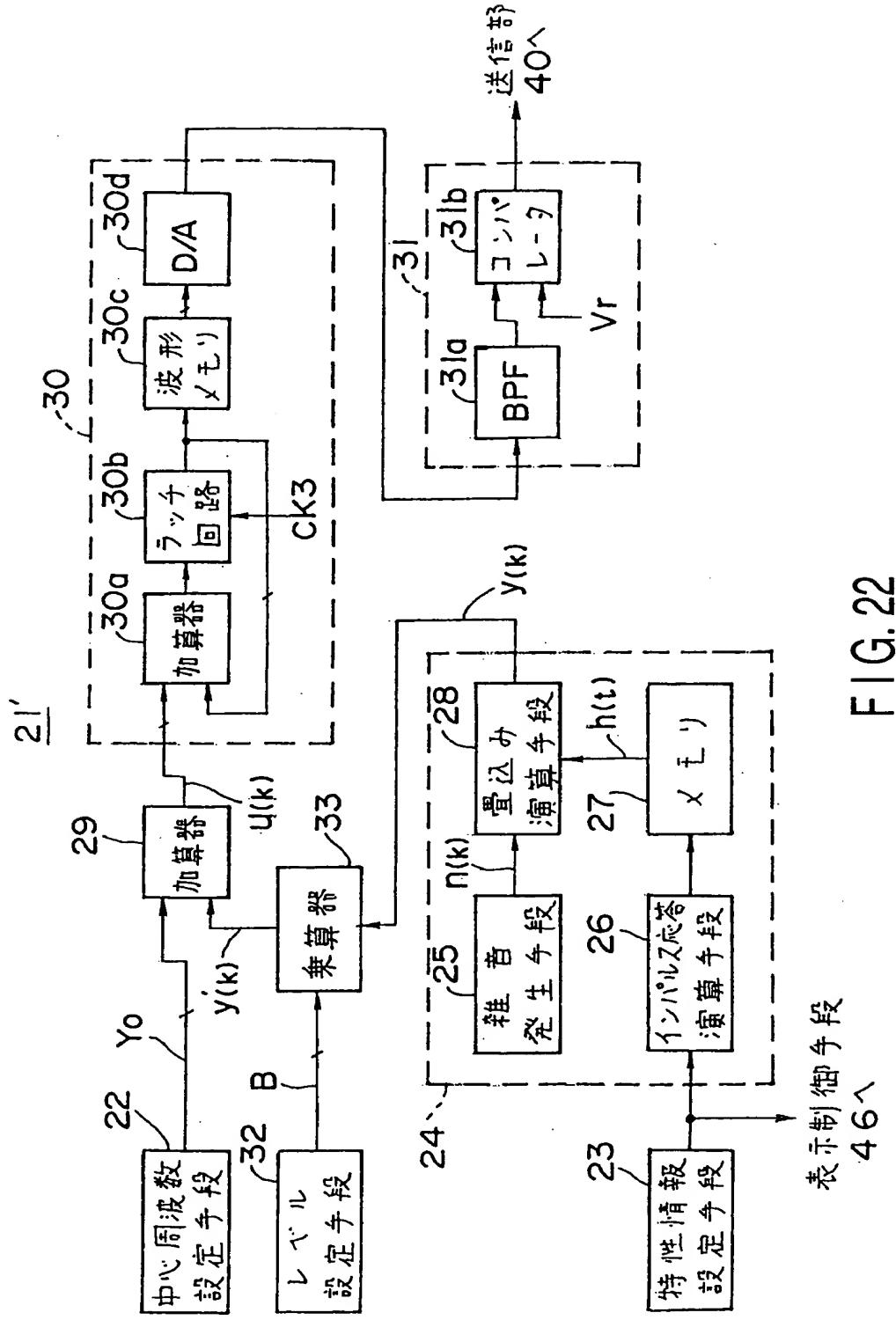


FIG. 22

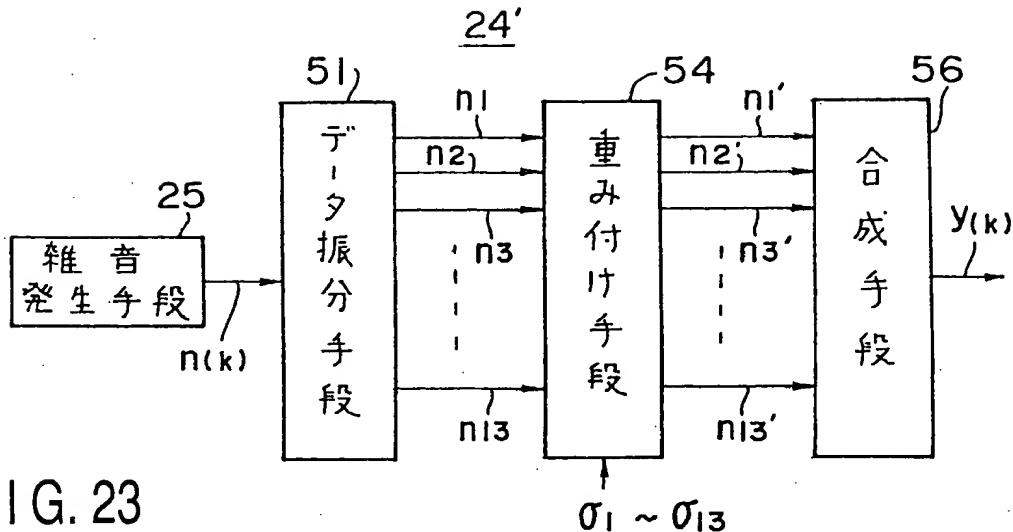


FIG. 23

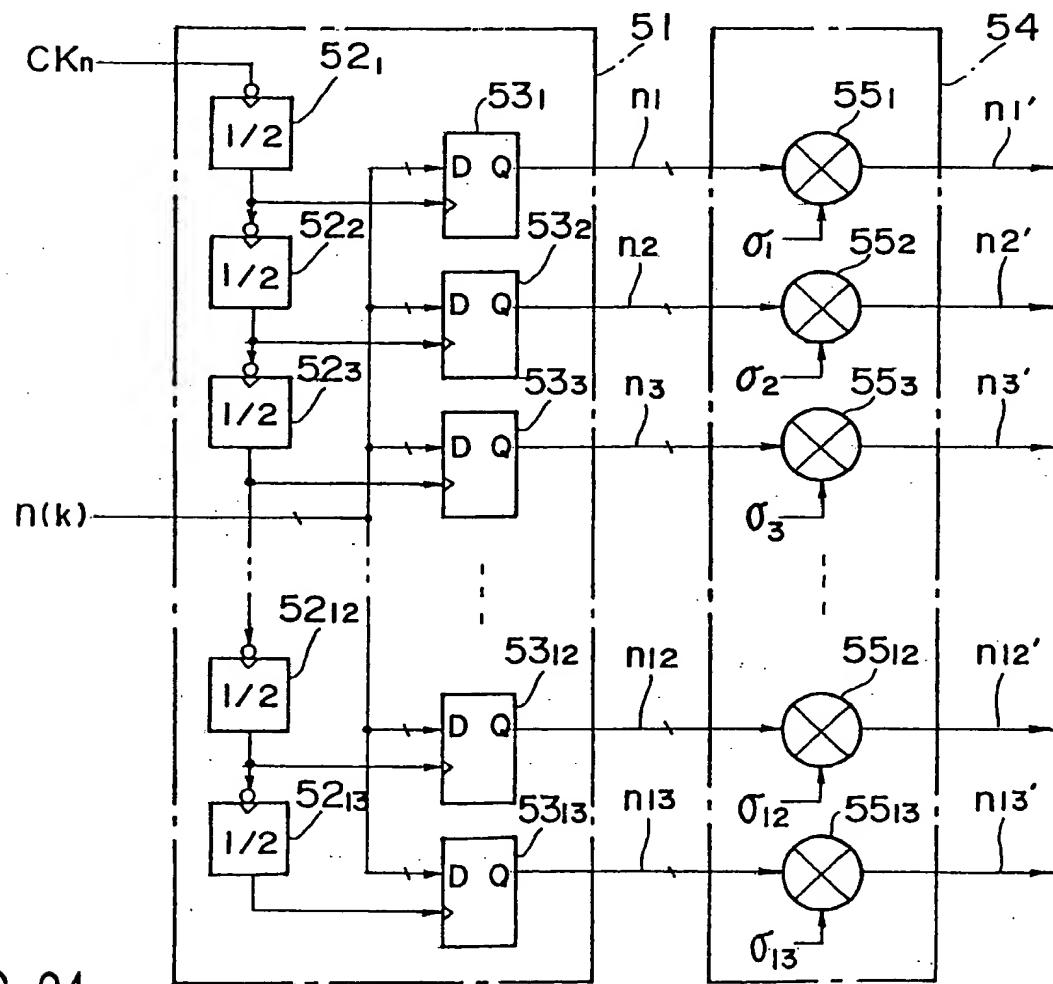


FIG. 24

FIG. 25A

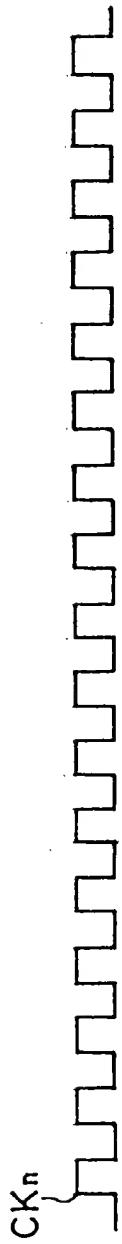


FIG. 25B

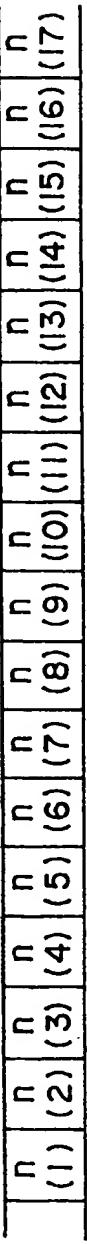
 $CK_{n/2}$ 

FIG. 25C

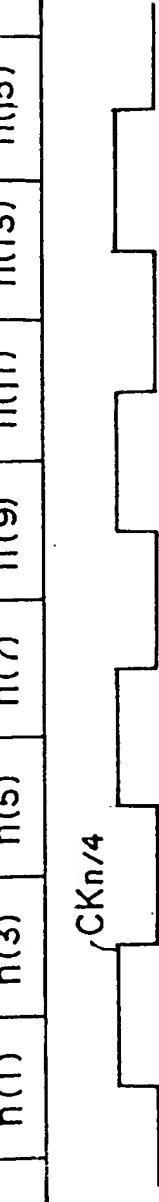
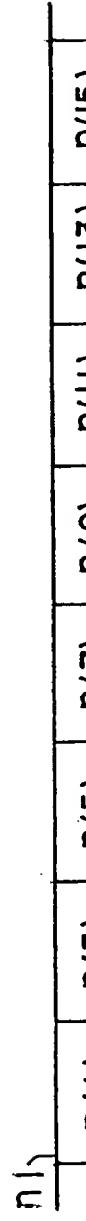


FIG. 25E

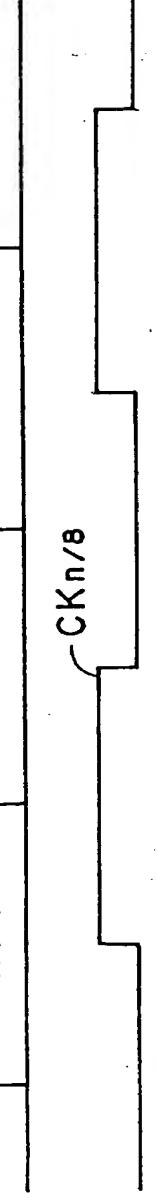
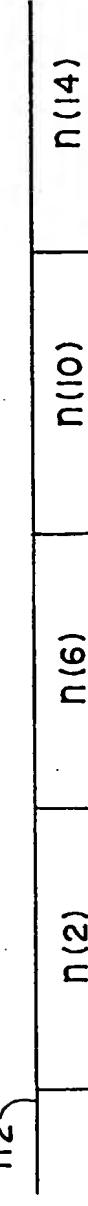


FIG. 25G



FIG. 25H

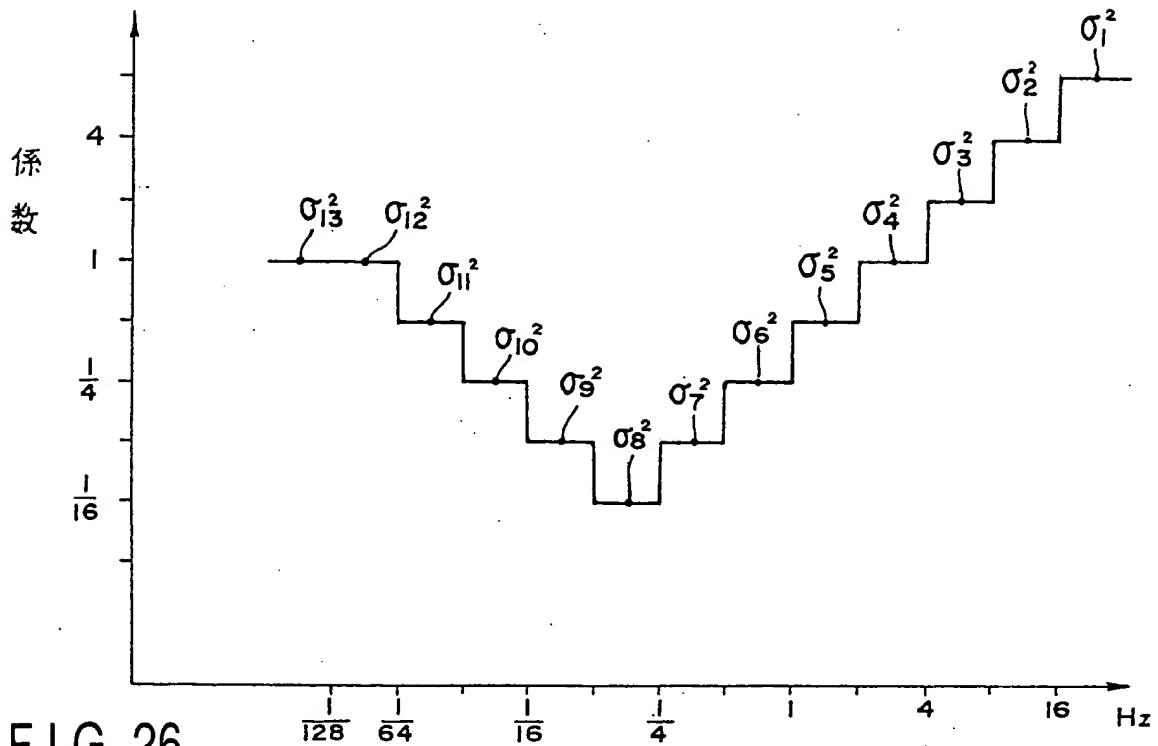


FIG. 26

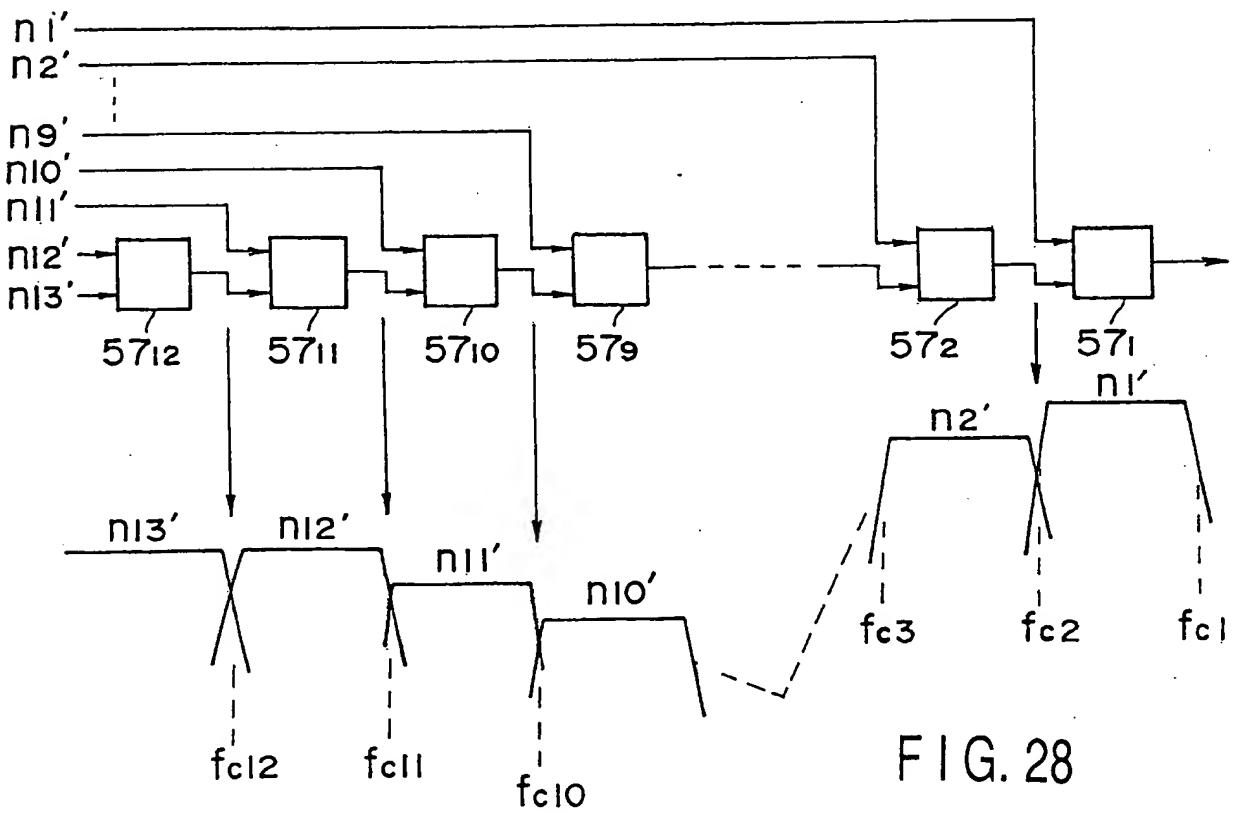
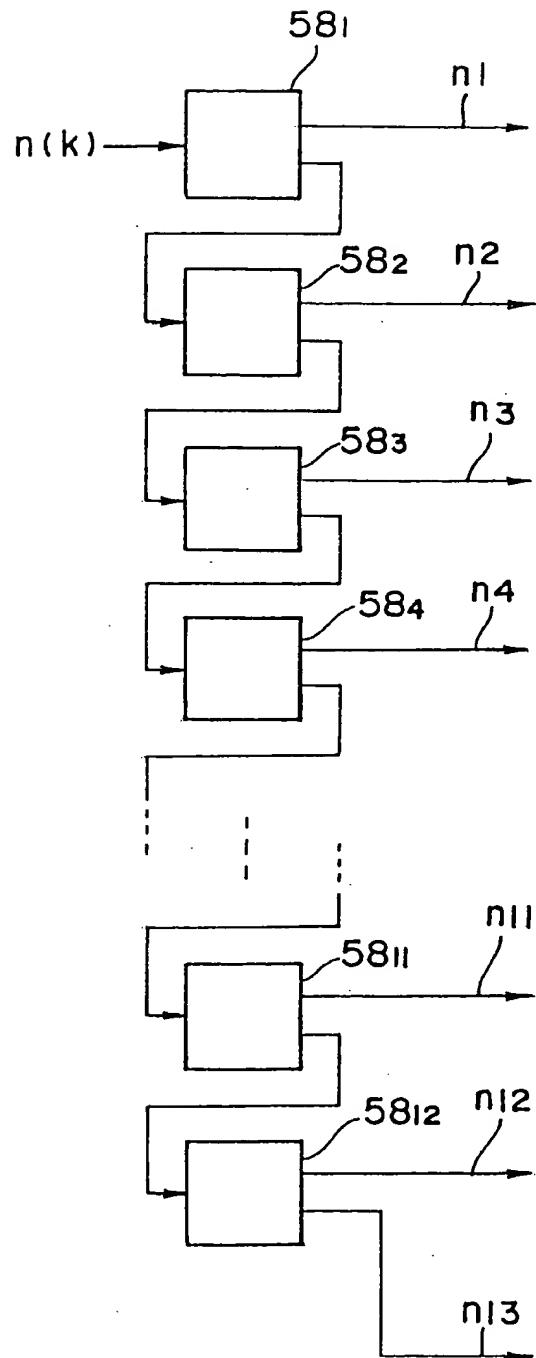
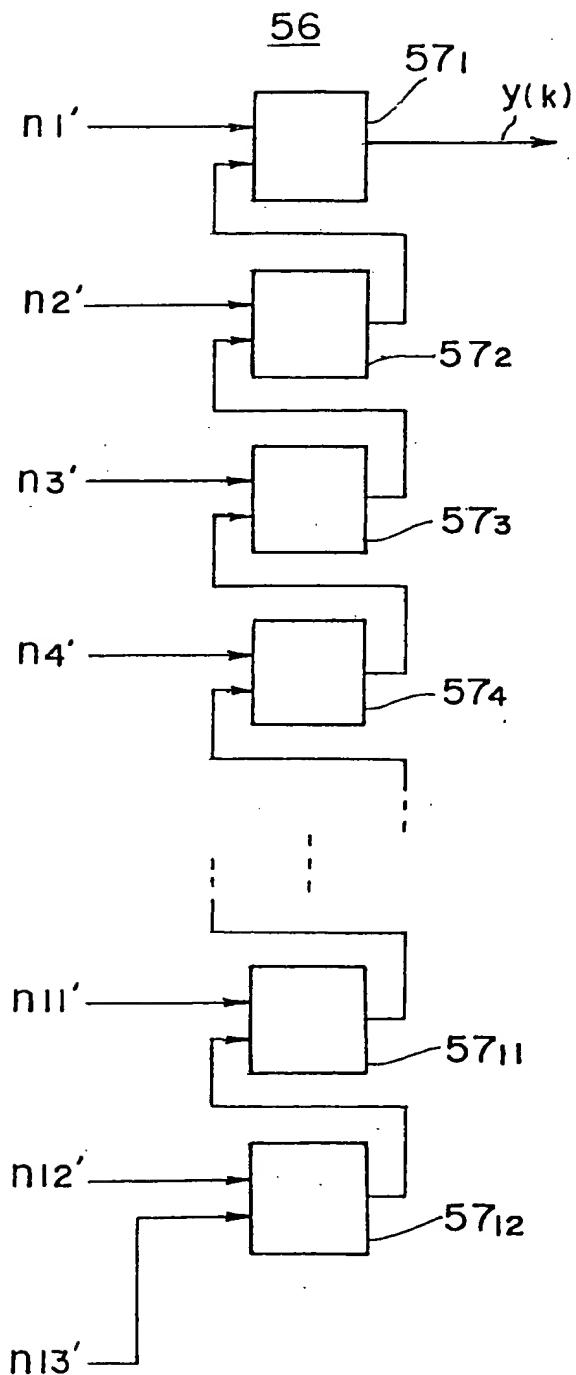


FIG. 28



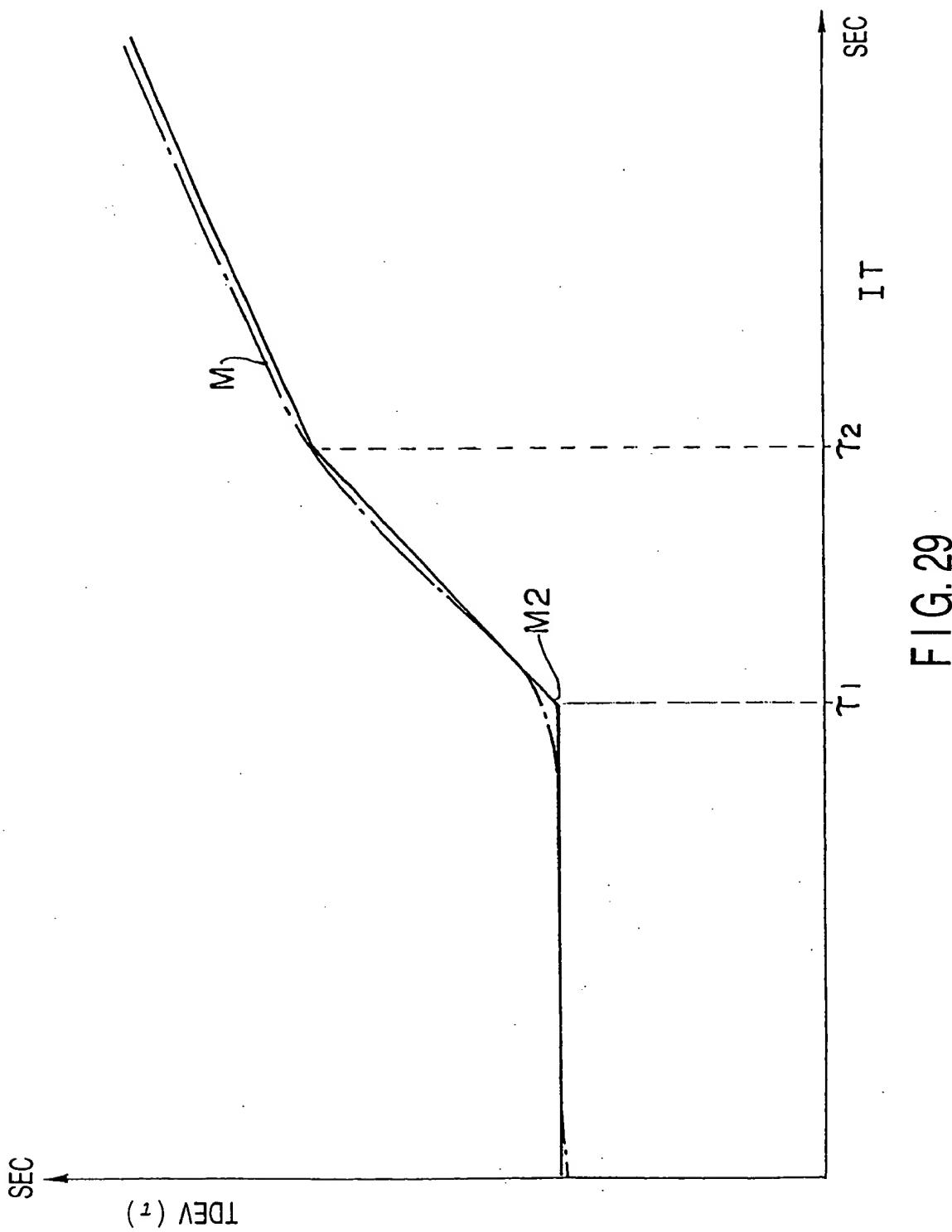


FIG. 29

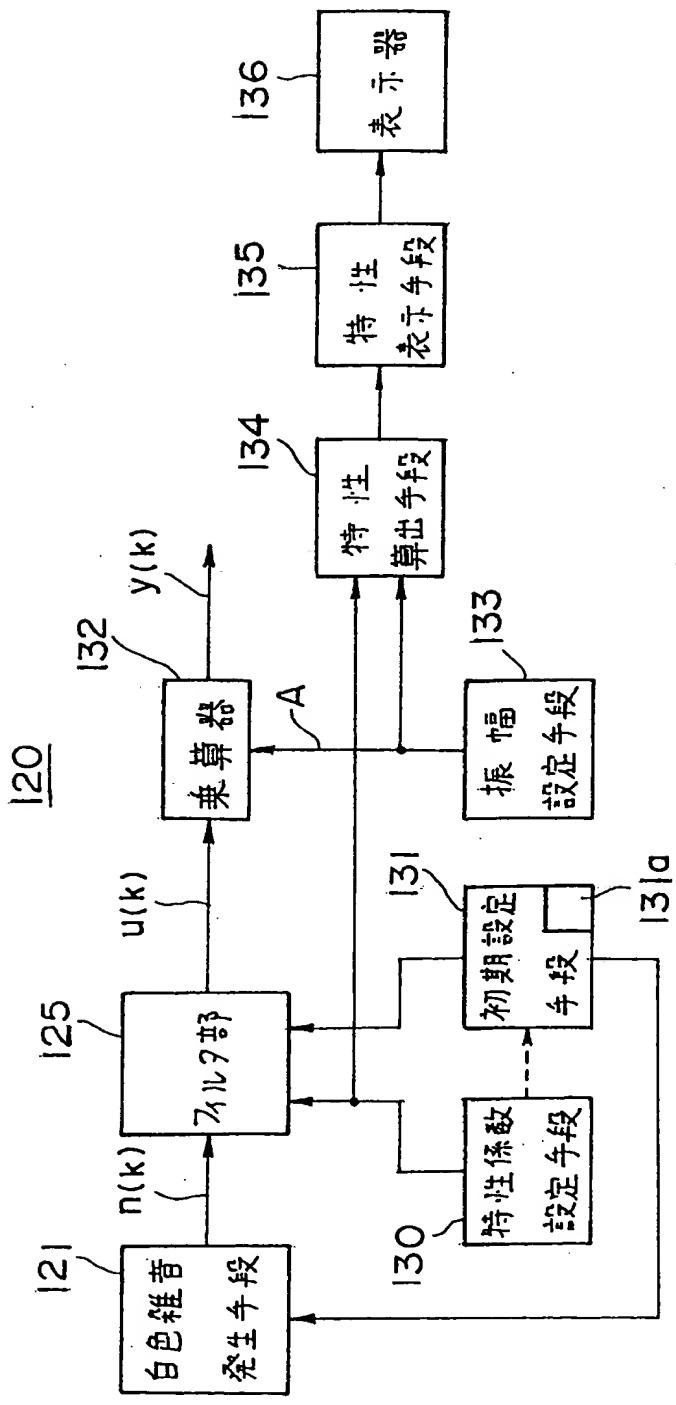


FIG. 31

121

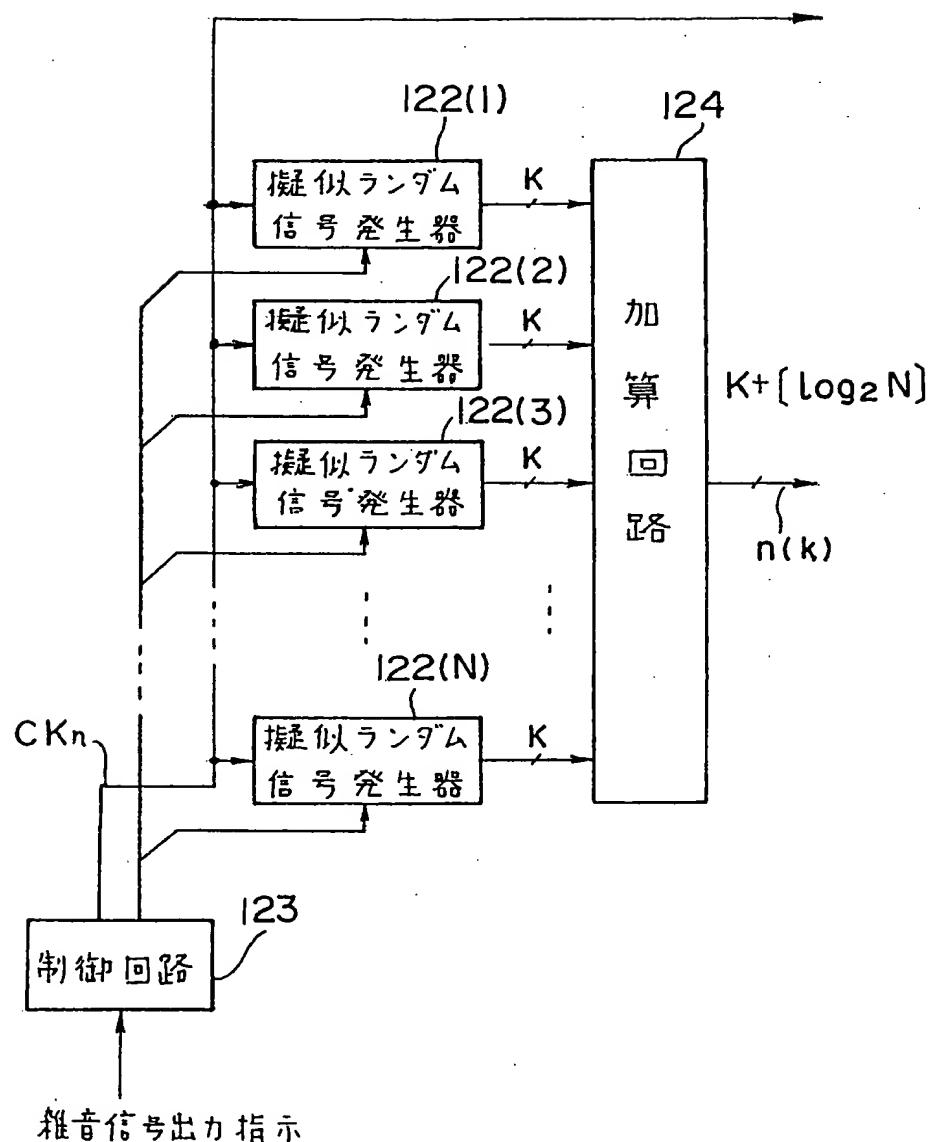


FIG. 32

126

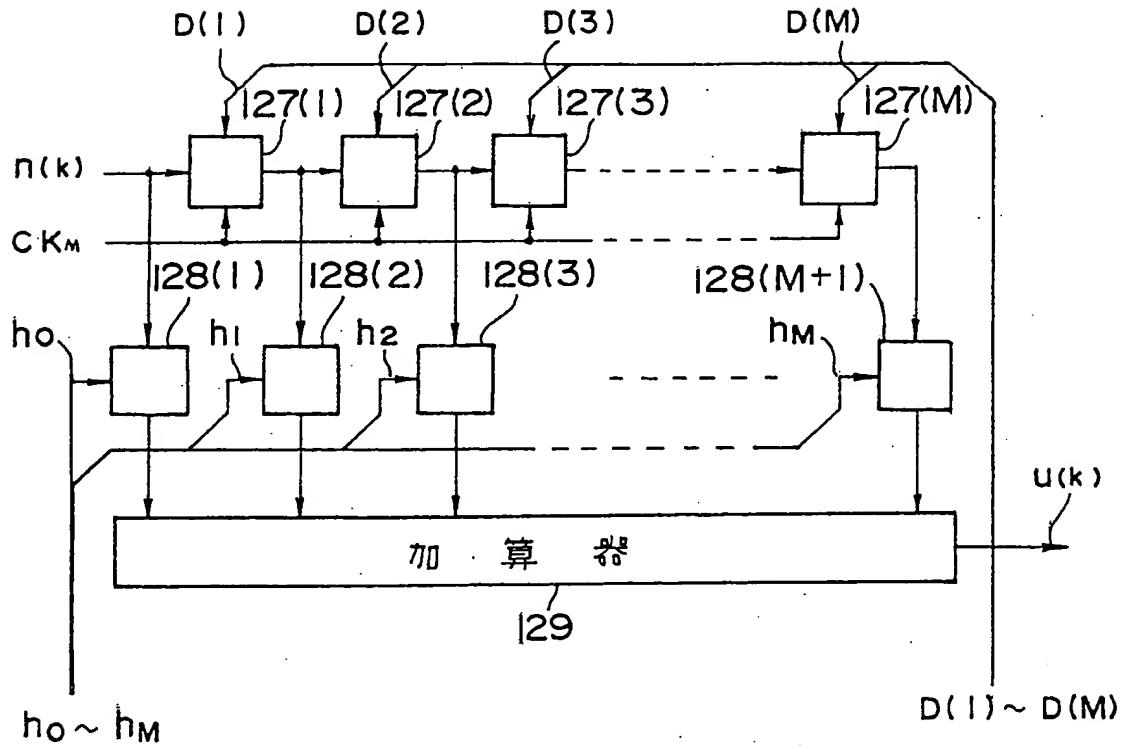


FIG. 33

126

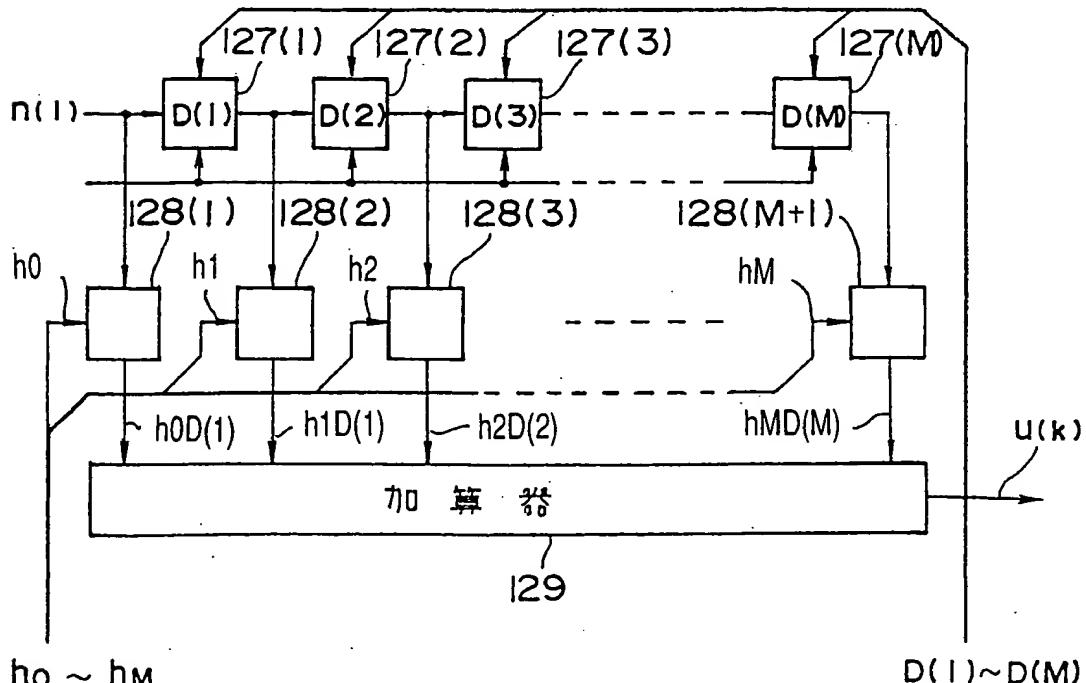


FIG. 34

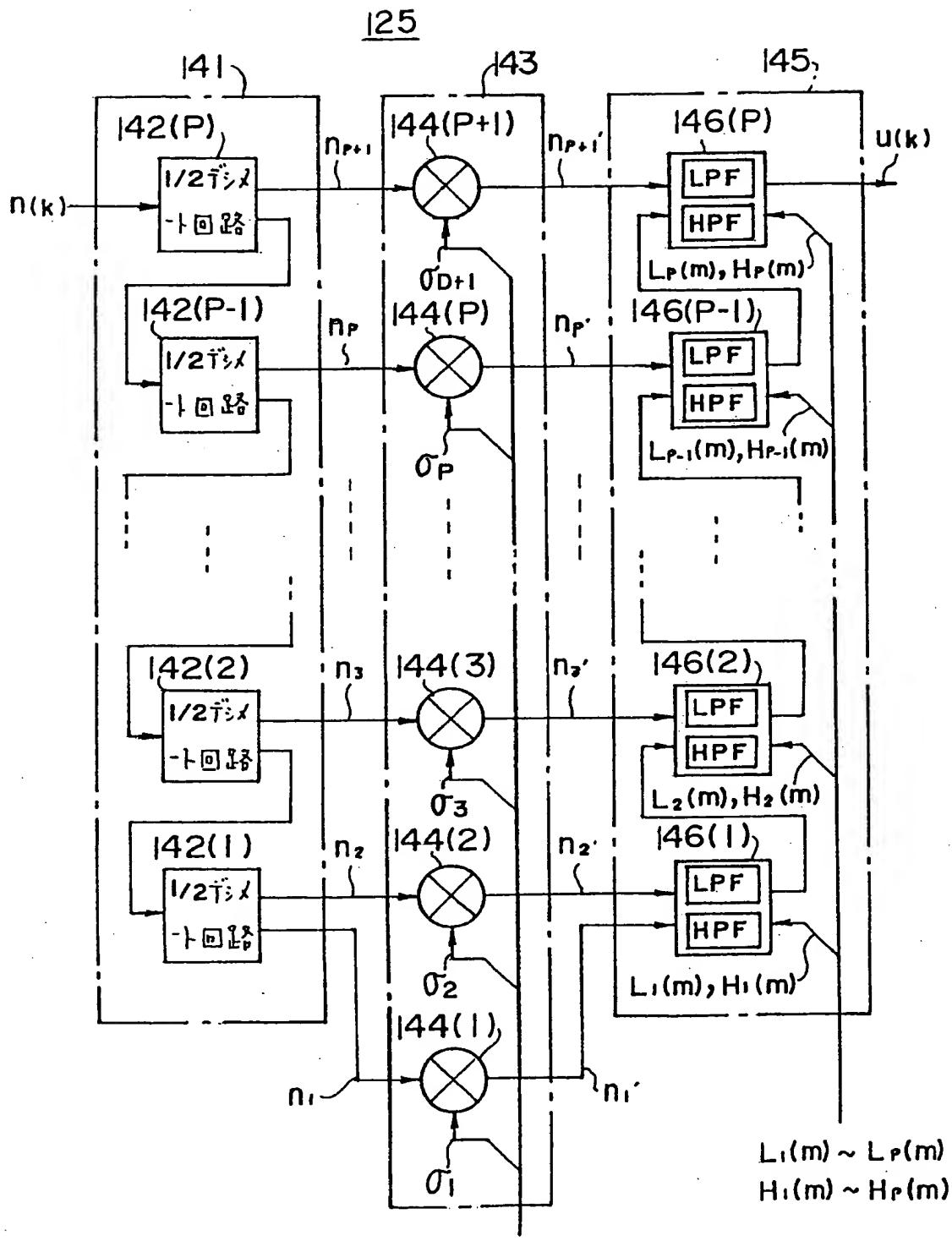


FIG. 35

 $\sigma_1 \sim \sigma_{P+1}$

$F \mid G.$ 36A	$n(k)$	$n(1) n(2) n(3) n(4) n(5) n(6) n(7) n(8) n(9) n(10) n(11) n(12) n(13) n(14) n(15) n(16) n(17) n(18)$
$F \mid G.$ 36B	n_{p+1}	$n(1) n(3) n(5) n(7) n(9) n(11) n(13) n(15) n(17)$
$F \mid G.$ 36C	n_p	$n(2) n(6) n(10) n(14) n(18)$
$F \mid G.$ 36D	n_{p-1}	$n(4) n(12)$
$F \mid G.$ 36E	n_{p-2}	$n(8)$
$F \mid G.$ 36F	n_{p-3}	$n(16)$

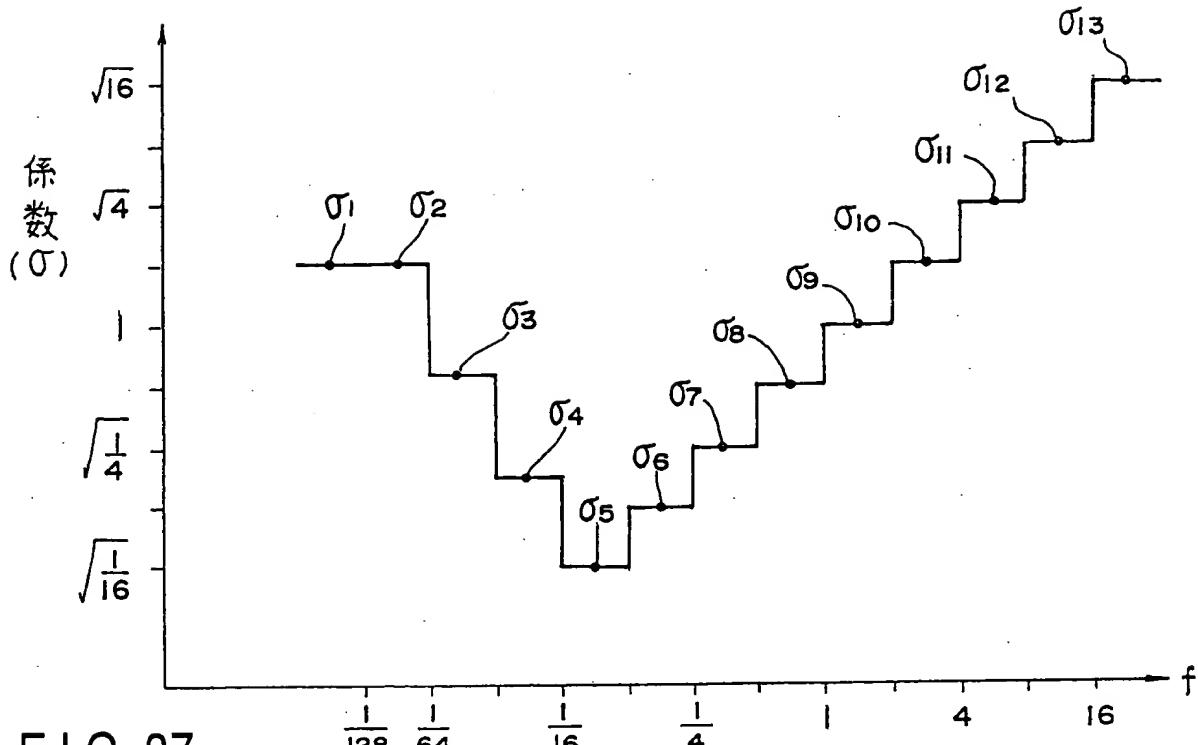


FIG. 37

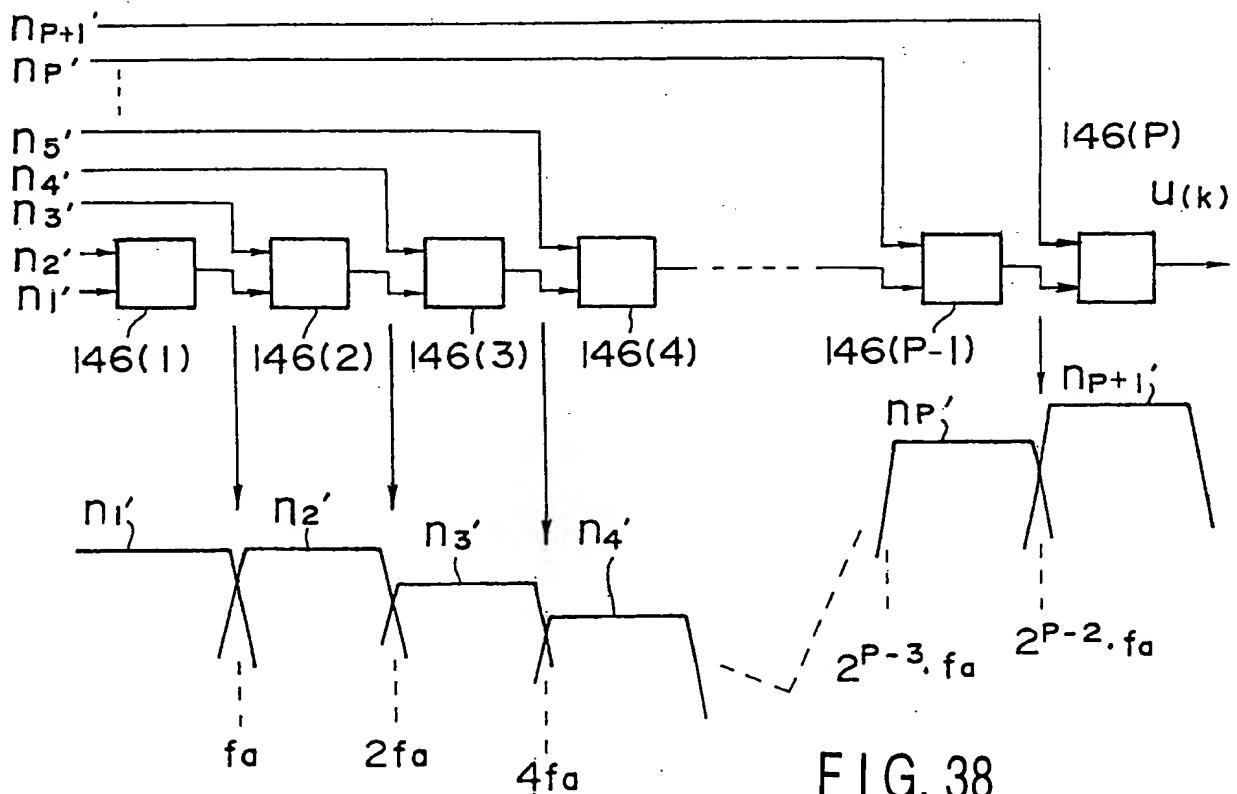


FIG. 38

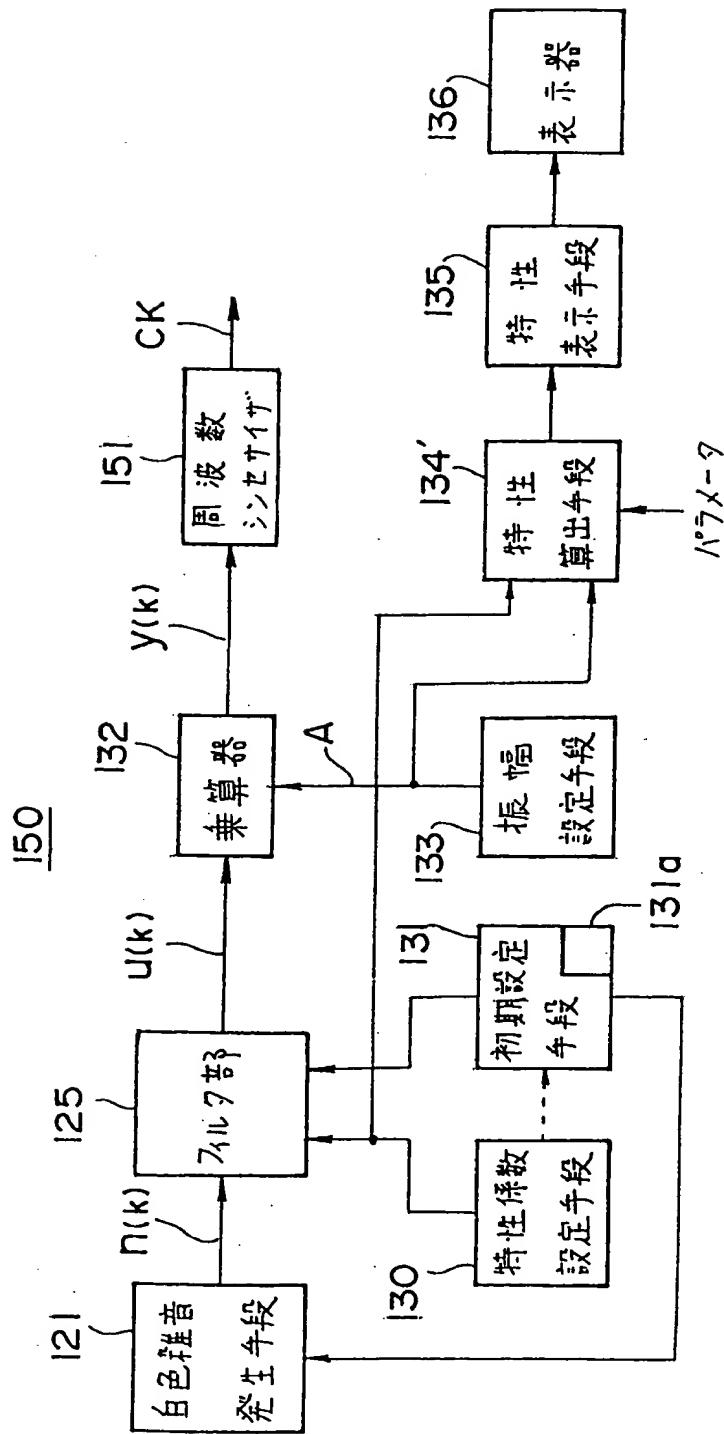


FIG. 39

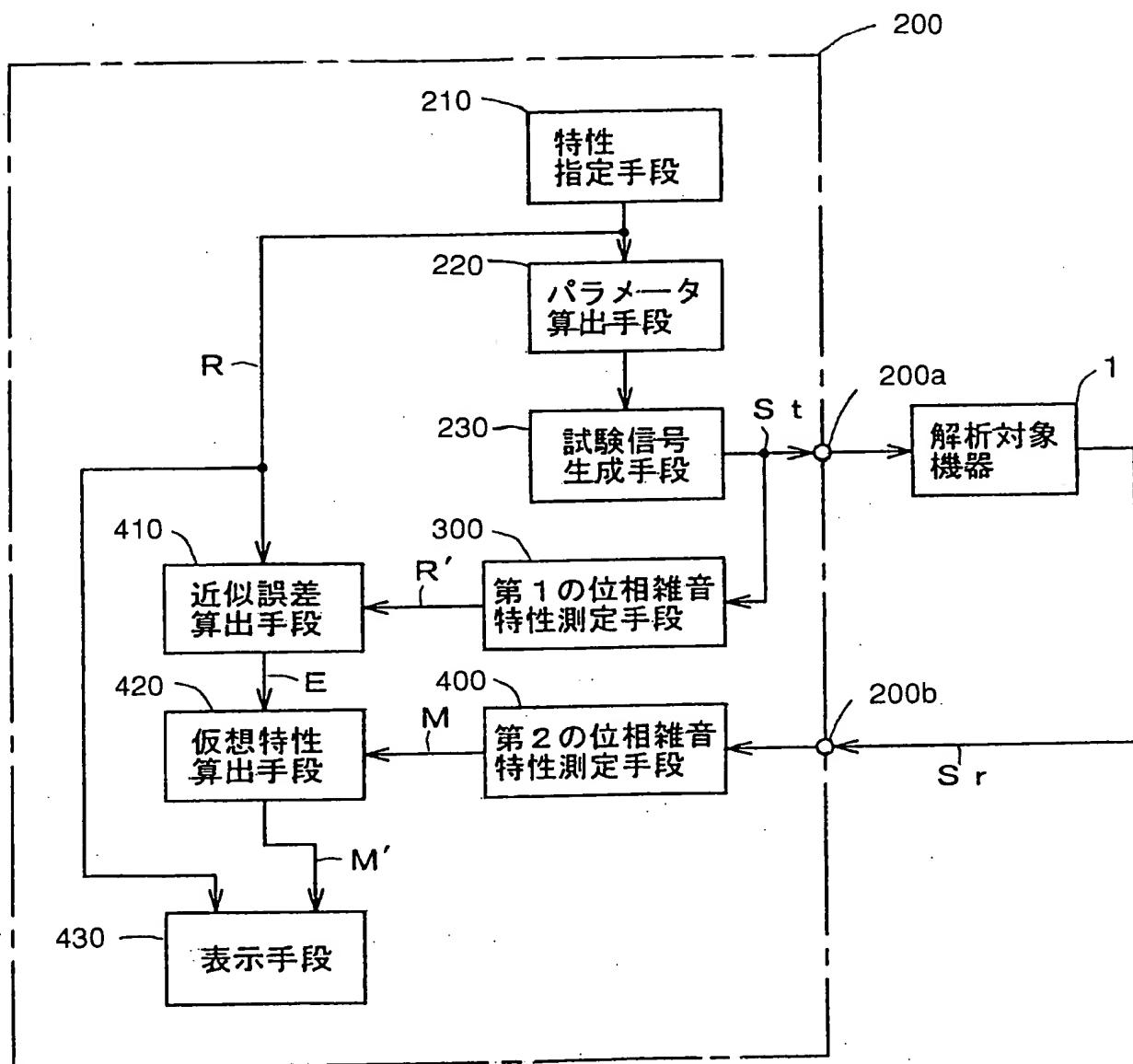
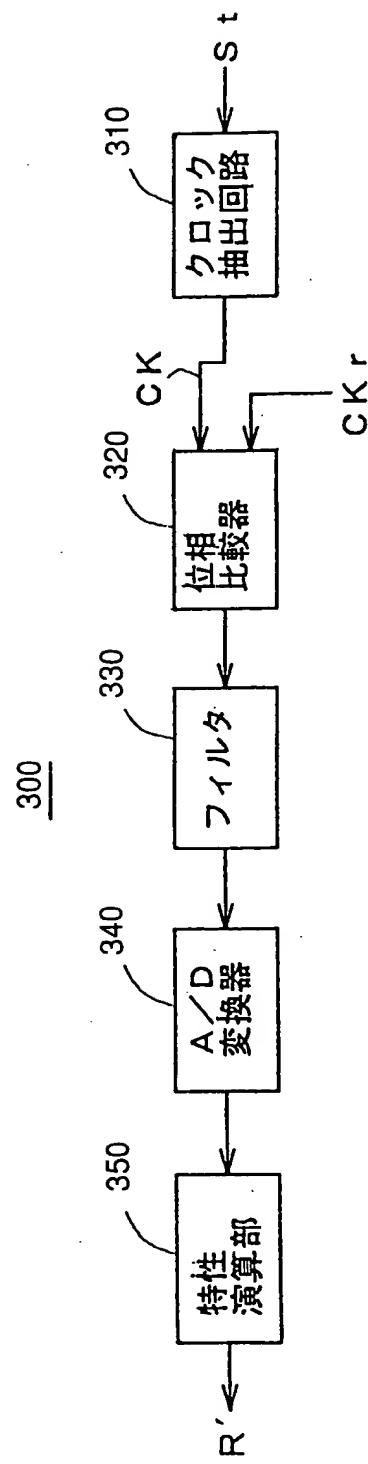
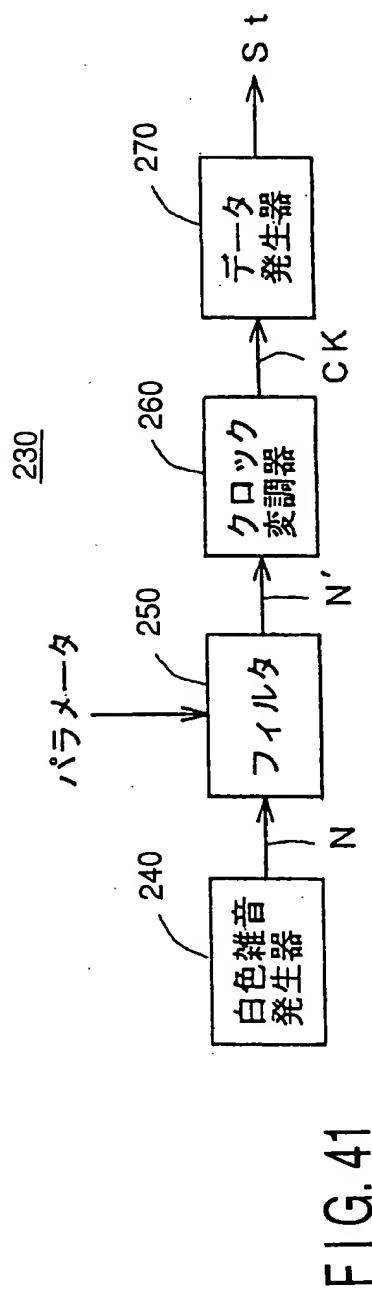


FIG. 40



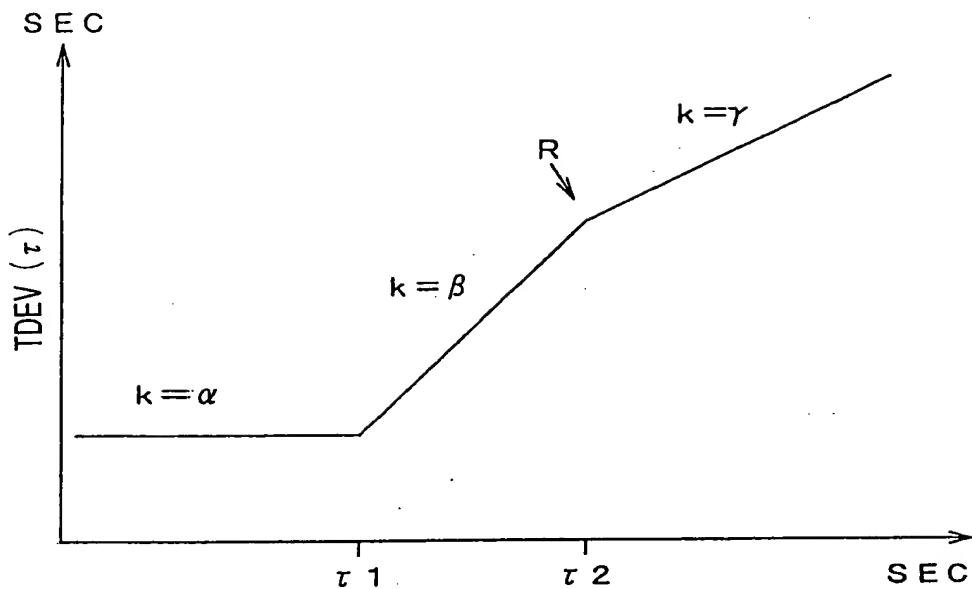


FIG. 43

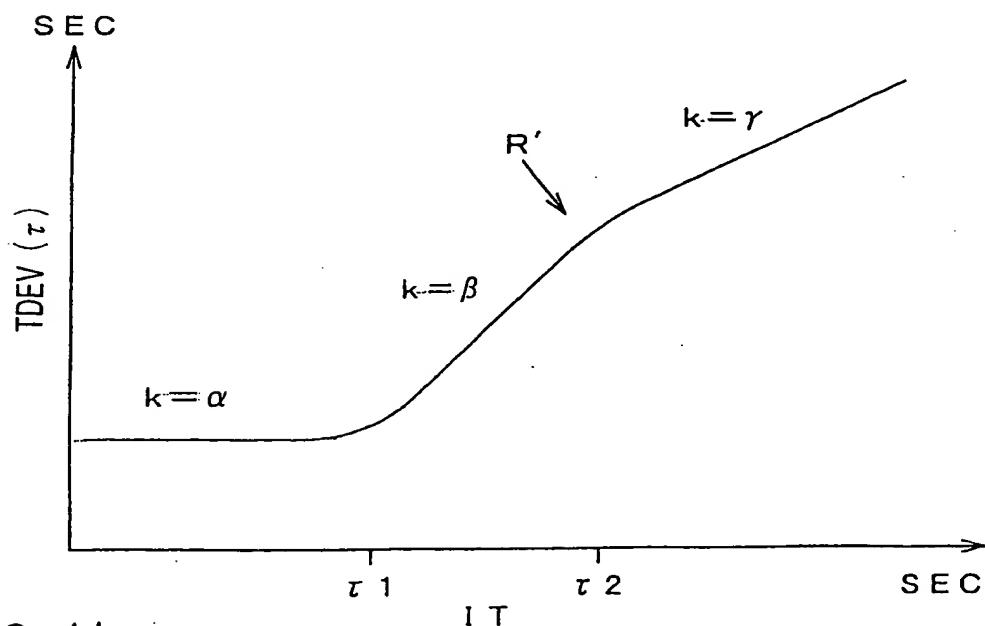


FIG. 44

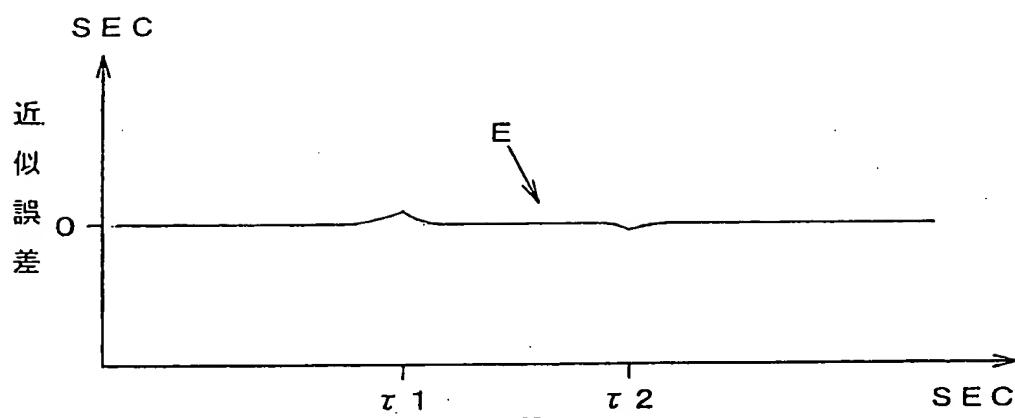


FIG. 45

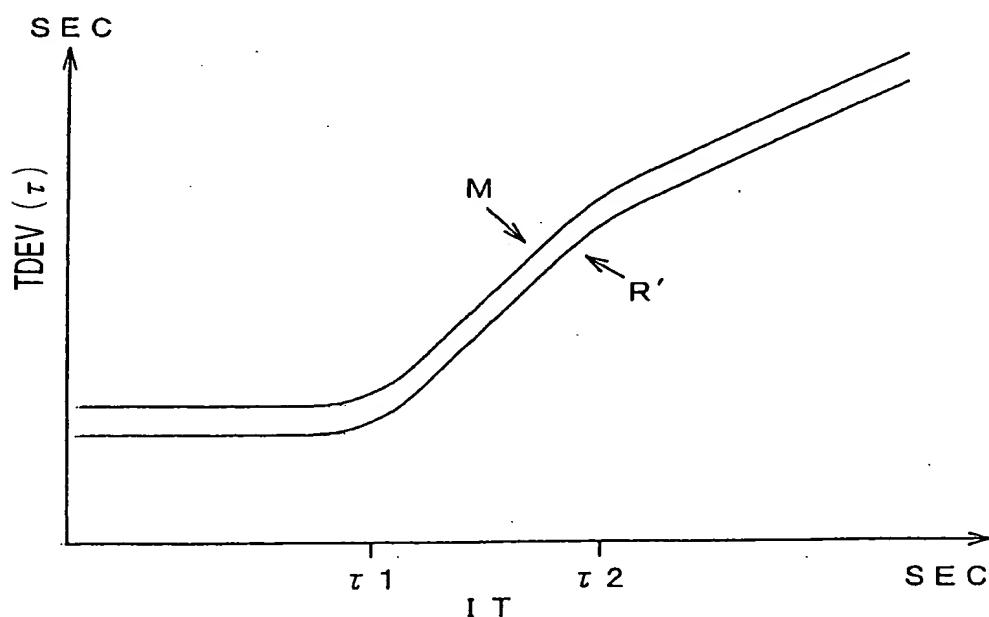


FIG. 46

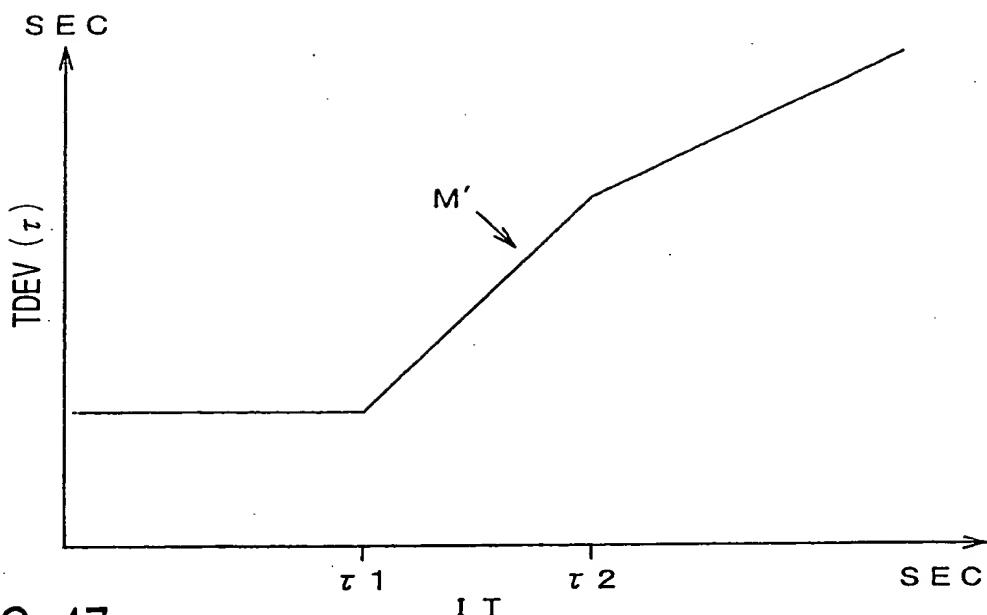


FIG. 47

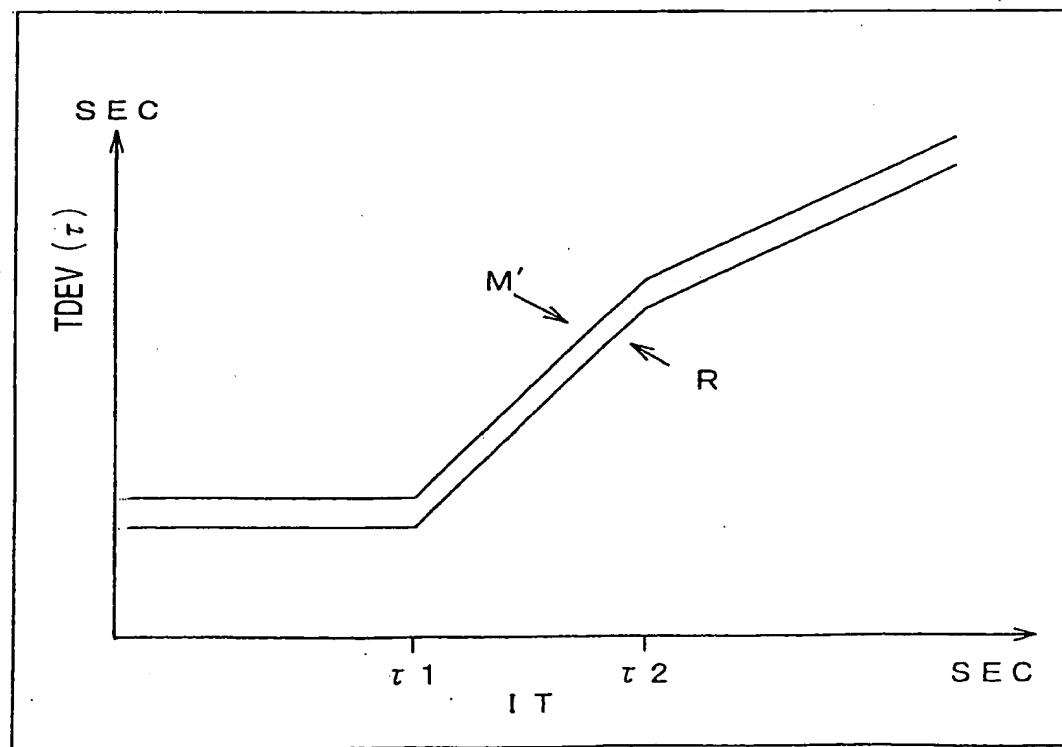


FIG. 48

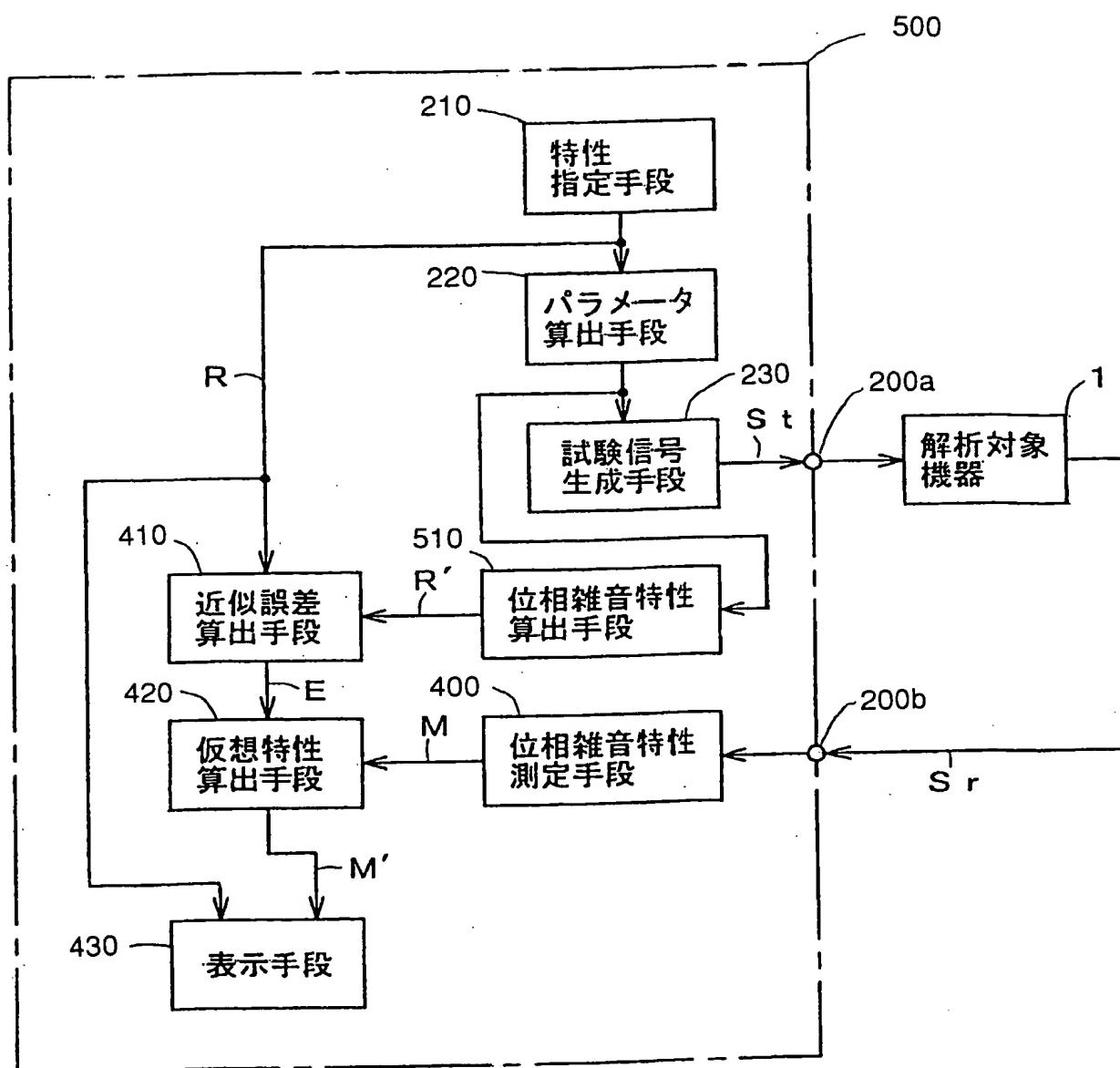


FIG. 49

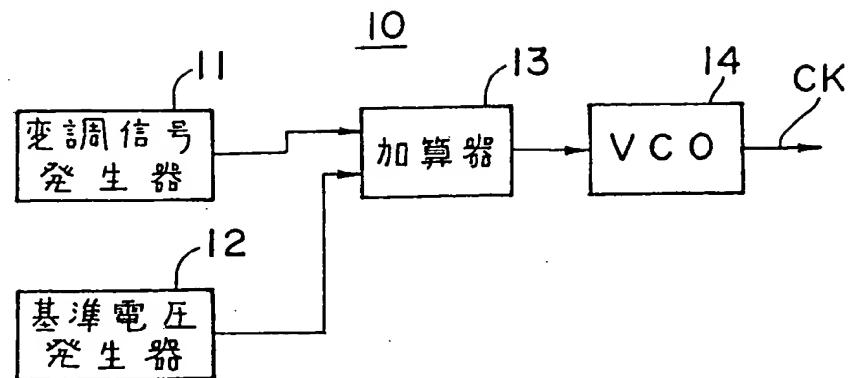


FIG. 50 (従来技術)

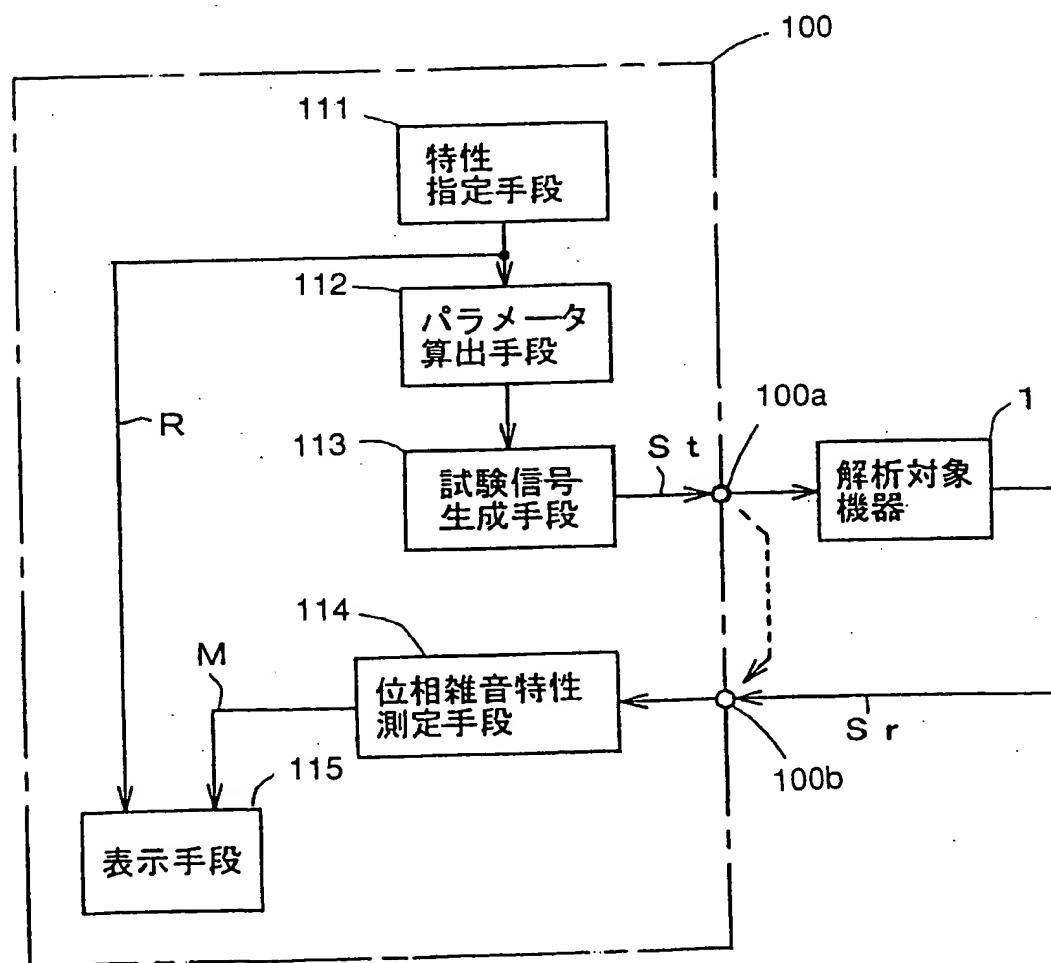


FIG. 52 (従来技術)

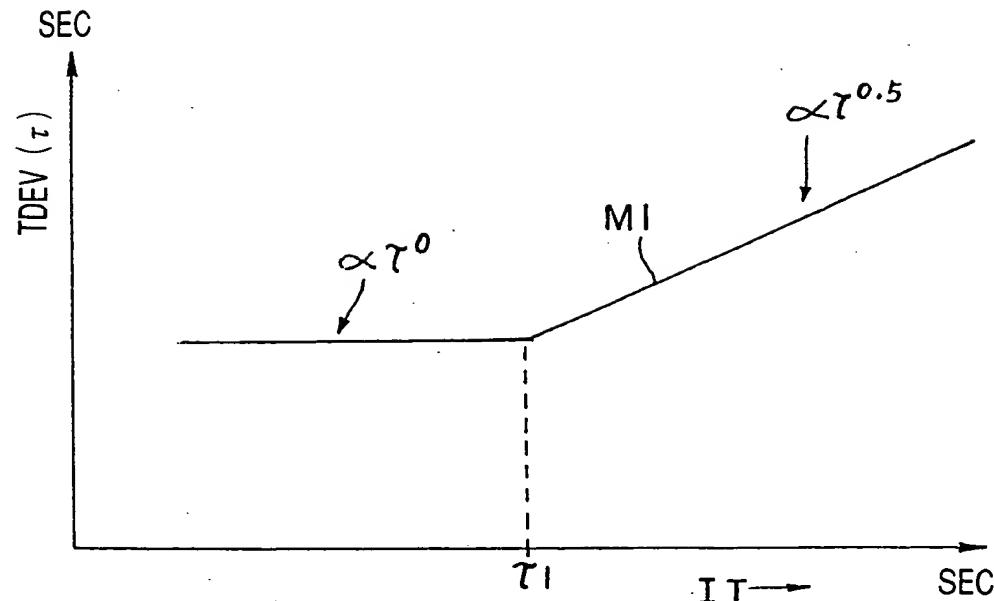


FIG. 51A (従来技術)

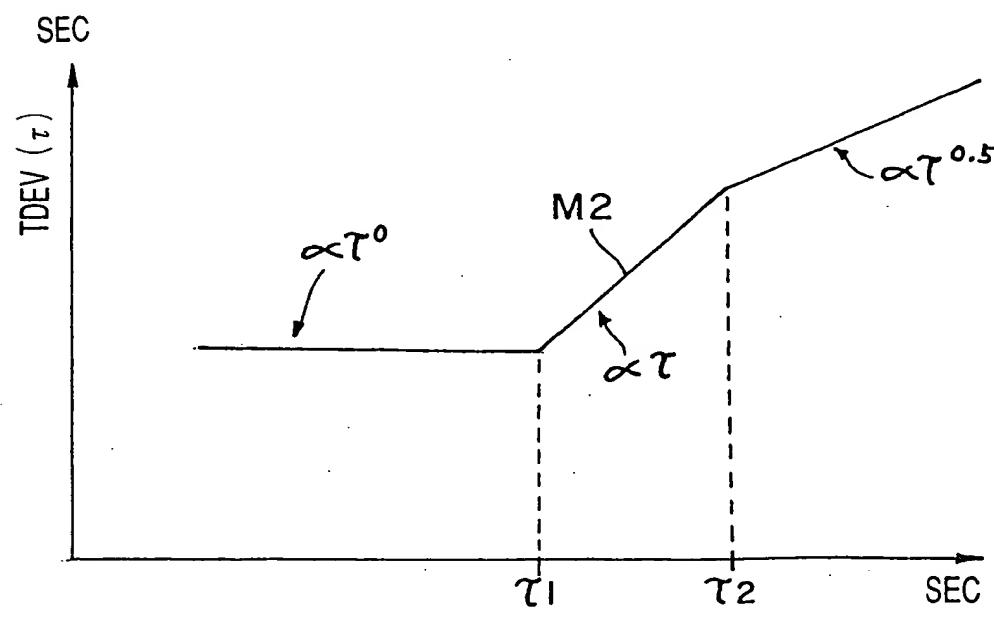


FIG. 51B (従来技術)

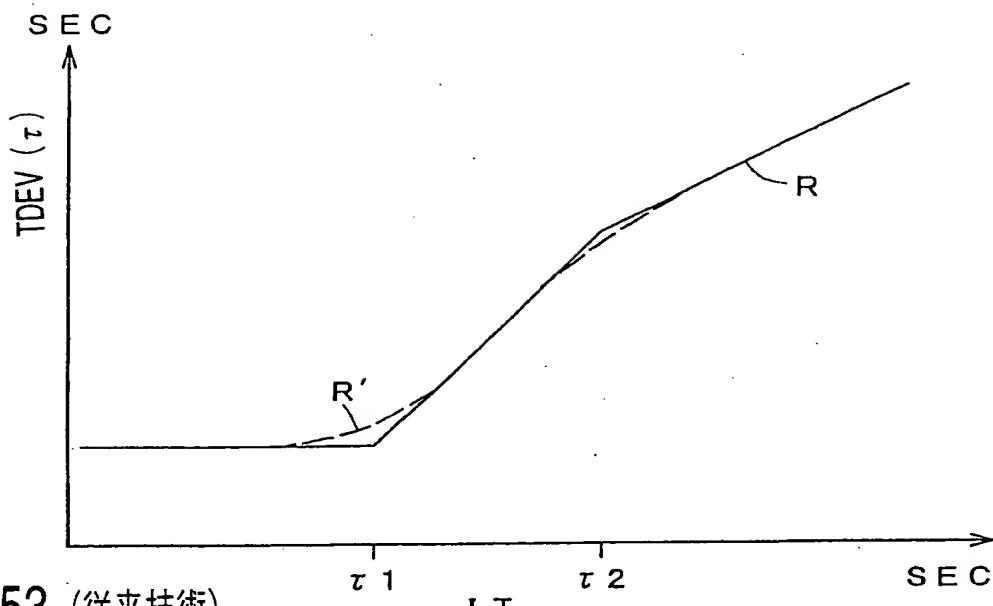


FIG. 53 (従来技術)

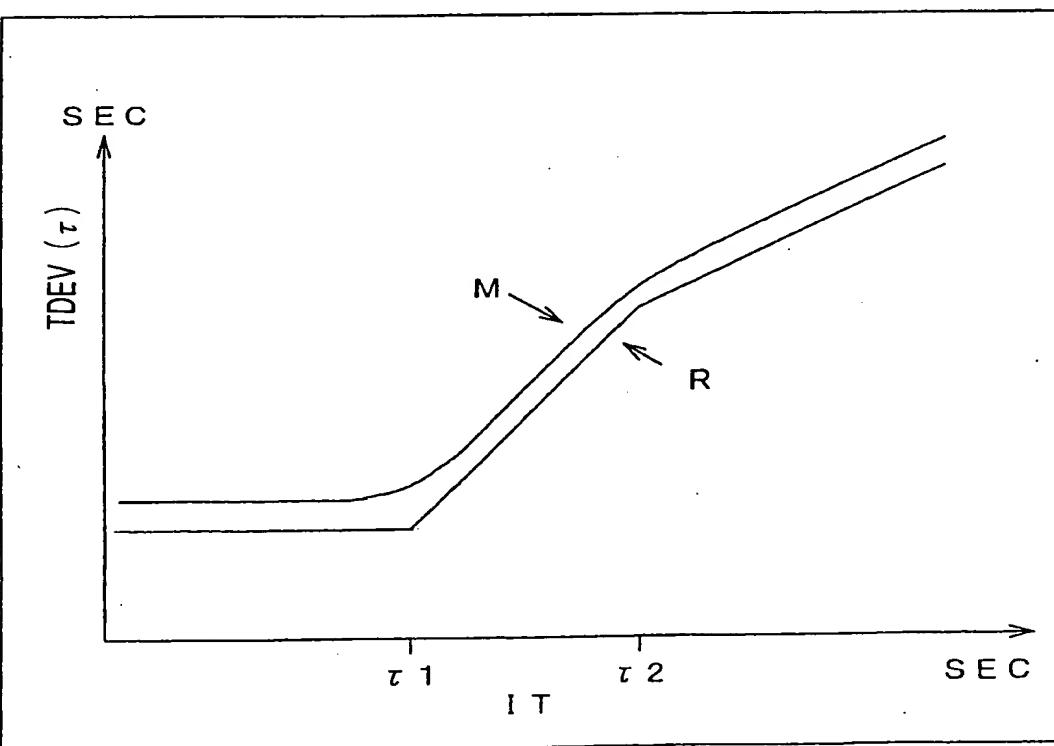


FIG. 54 (従来技術)